

15.1 Dispositivi per la codifica di linea: i modem

Il flusso di dati che due apparati DTE tra loro connessi si scambiano è fisicamente costituito da sequenze di due diversi livelli di tensione che rappresentano gli "1" e gli "0" logici, ovvero sequenze digitali dette di tipo **NRZ** (*No Return to Zero*: senza ritorno allo zero).

Lo spettro di un tale segnale si estende dalla componente continua fino all'infinito, con un andamento che può essere ad esempio quello rappresentato in figura 15.1.

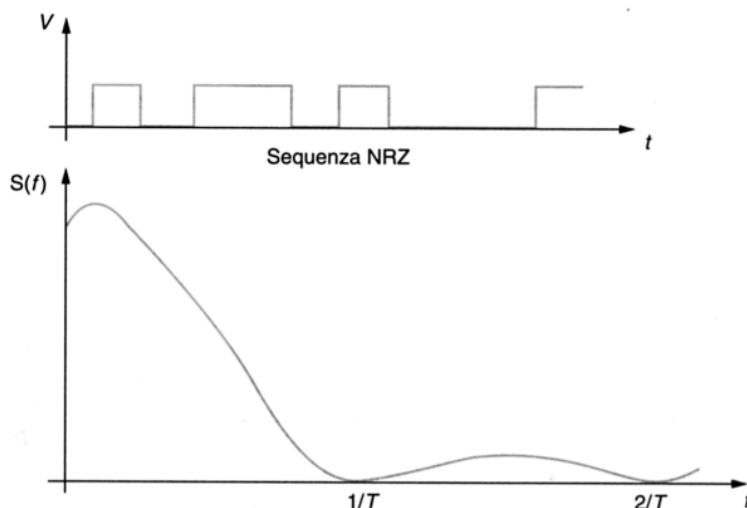


Figura 15.1 Spettro di potenza di un segnale a 2 livelli che rappresenta una sequenza NRZ.

Pertanto un segnale digitale in uscita da un DTE è un'onda rettangolare la cui conformazione dipende dalla sequenza binaria che rappresenta i vari caratteri informativi, a seconda del codice sorgente prescelto: a ogni differente sequenza corrisponderà ovviamente uno spettro differente.

La rete telefonica commutata risulta particolarmente vantaggiosa per connettere due generici DTE, vista la sua capillare distribuzione a livello mondiale; è però costituita da linee che supportano canali con larghezza di banda limitata, compresa tra 300 e 3400 Hz, gamma di frequenze adatta a comunicazioni analogiche relative a segnali fonici e del tutto inadatta a supportare segnali digitali.

Per realizzare il collegamento tra due DTE remoti, sfruttando la rete telefonica, bisogna pertanto trasformare la sequenza binaria che costituisce il messaggio dati in un segnale analogico caratterizzato da frequenze comprese nella banda del canale telefonico.

Le operazioni da svolgere per soddisfare questa esigenza consistono nel trasformare lo spettro esteso del segnale digitale in uno spettro limitato (con larghezza di banda (BW) < 3 kHz), e nel traslarlo all'interno della banda del canale disponibile.

Tali processi vengono portati a compimento tramite una tecnica di modulazione: con questa operazione, un segnale sinusoidale (analogico), che riveste il ruolo di *frequenza portante* e può essere trasmesso dalla rete telefonica, cambia uno dei suoi tre parametri distintivi (ampiezza, frequenza o fase) in funzione del valore di un *segnale modulante*, che in questo caso è il segnale digitale costituito dalla sequenza binaria del messaggio da trasmettere.

L'informazione contenuta nel segnale digitale, sotto forma di un'opportuna sequenza di bit, viene trasmessa come variazione di fase, frequenza o ampiezza di un segnale analogico compatibile con la linea telefonica.

In ricezione il segnale analogico proveniente dalla linea verrà demodolato, con un procedimento "speculare", restituendo in tal modo il segnale digitale originario.

Il dispositivo che, interposto tra il DTE e la linea di comunicazione, si occupa della modulazione e demodulazione del segnale binario è il modem fonico (MODEM= MODulator-DEModulator).

Il **modem fonico**, o più propriamente il **modem in banda fonica**, deriva il proprio nome dal fatto che trasforma il segnale digitale (con spettro a banda non limitata) che proviene dal DTE, adattandolo alla linea telefonica, che è caratterizzata da una banda passante limitata alla *banda fonica* (in ricezione il modem trasforma il segnale analogico proveniente dalla linea in un segnale digitale adatto al DCE).

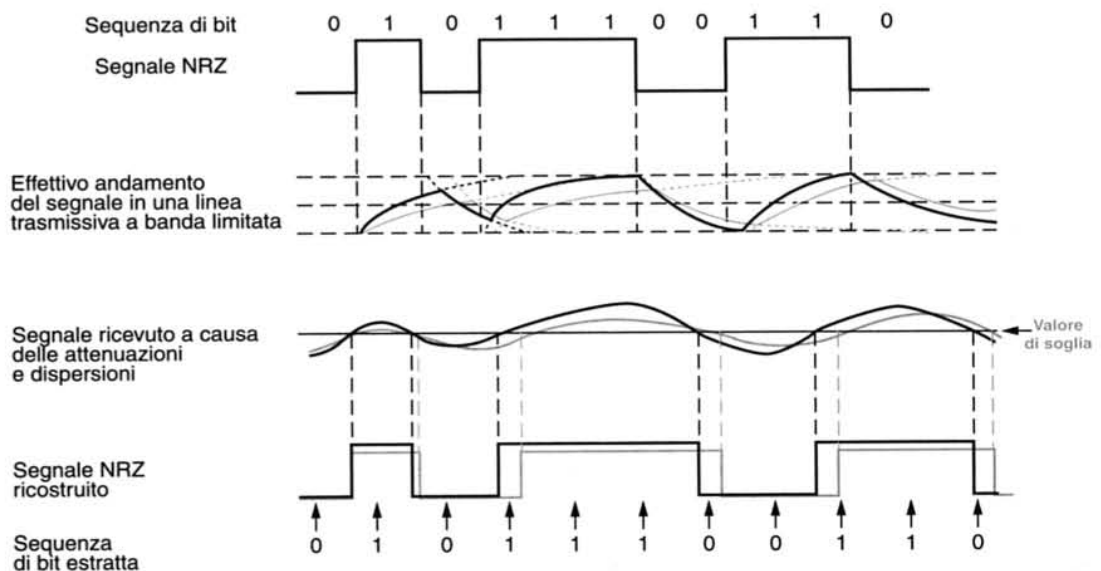
Quando il collegamento tra due (o più) DCE viene realizzato tramite un collegamento diretto (per esempio: la tipica situazione di collegamento in ambito locale che non fa uso della rete telefonica commutata ma utilizza una linea dedicata) vengono meno tutte le limitazioni tipiche di una rete commutata, quali una larghezza di banda disponibile di soli 4 kHz, una bassa velocità di trasmissione e un elevato tasso di errore dovuto al forte rumore (introdotto soprattutto dalle centrali di commutazione).

Questa soluzione progettuale, che per altro produce reti *chiuse* (cioè che collegano solo dispositivi facenti parte di un'unica struttura e risultano isolate dal mondo esterno); può sembrare estremamente facile da realizzare.

In realtà, contrariamente a quanto si potrebbe pensare, risulta impossibile trasmettere in modo diretto il segnale digitale a grande distanza lungo un supporto fisico costituito da un cavo che assicuri la continuità galvanica tra due DTE.

Infatti a causa di effetto pelle, effetto prossimità e perdite per irradiazione, il conduttore introduce attenuazioni e velocità di propagazione differenti per le varie frequenze che (in accordo con il teorema di Fourier) compongono il segnale digitale, distorcendo l'onda quadra tanto da renderla priva di significato.

Figura 15.2 Propagazione di un segnale in banda base lungo una linea reale. L'onda quadra viene distorta dalle attenuazioni e dispersioni della linea, il segnale ricevuto viene riconosciuto come livello logico alto ("1") se supera un opportuno valore di soglia (linea in colore); per distorsioni troppo elevate non si può ricostruire la corretta sequenza dei dati.



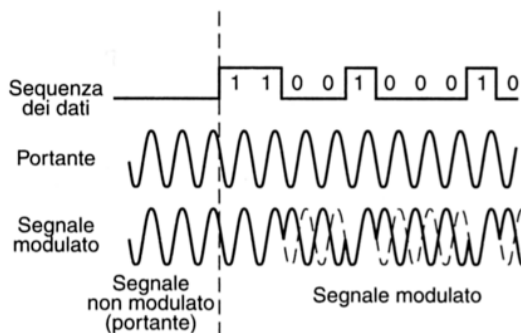
Questi problemi vengono superati ricorrendo ad apposite apparecchiature, che vengono interposte tra i due DTE e la linea che li interconnette.

La larghezza di banda disponibile in reti dedicate è limitata solo dalle caratteristiche fisiche del conduttore impiegato nei collegamenti: se è di buona qualità, non si rende necessario restringere lo spettro del segnale digitale da trasmettere, ma è sufficiente modificarne parzialmente la forma, ovvero la successione di stati alti e bassi, per avere migliori caratteristiche durante la trasmissione.

Questa operazione viene svolta da un DCE che non altera la banda originaria del segnale digitale che elabora e viene definito, conseguentemente, **modem in banda base** (il segnale digitale è un segnale in banda base).

Si può dire, in analogia con l'azione svolta dal modem fonico, che il modem in banda base effettua una particolare modulazione numerica in cui il segnale che riveste il ruolo di portante è un'onda quadra, che cambia uno dei propri parametri distintivi in accordo con il segnale modulante rappresentato dal segnale dati digitale.

Modem fonico: il segnale analogico portante (compatibile con la linea) varia uno dei suoi parametri caratteristici (nel disegno la fase) in accordo con il segnale dati



Modem in banda base: la portante digitale cambia la propria forma in accordo con il segnale dati; segnale modulato e segnale modulante sono entrambi in banda base (spettro a larghezza di banda illimitata)

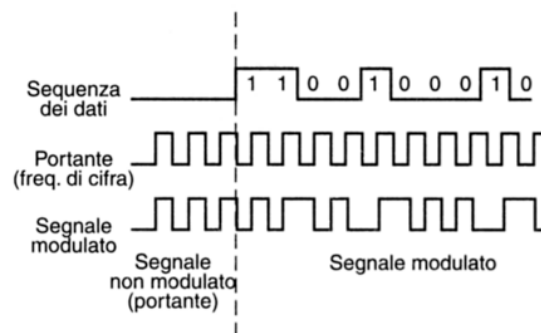


Figura 15.3 Confronto tra due segnali prodotti da un modem in banda fonica e da un modem in banda base.

I modem in banda base sono anche conosciuti, alla luce di quanto detto precedentemente, come convertitori in banda base.

Codifica di linea

In conclusione a quanto sopra esposto si può dire che per connettere due DTE remoti è necessario che la forma d'onda che trasporta l'informazione sia resa compatibile con le caratteristiche del supporto fisico utilizzato per realizzare la linea di collegamento (dove con supporto fisico intendiamo tutti gli elementi che costituiscono la struttura della linea).

Le operazioni necessarie ad adattare il segnale alla linea di collegamento utilizzata sono definite **codifica di linea**.

Le **codifiche di linea** sono pertanto sia le *modulazioni in banda traslata* (*modulazioni digitali o numeriche su portante analogica*) utilizzate dai modem fonici sia le *modulazioni in banda base* (*modulazioni digitali o numeriche su portante digitale*).

15.2 Tecniche di modulazione in banda traslata per modem fonici

Nei modem in banda fonica con la modulazione si effettua una traslazione di banda dello spettro del segnale, dopo averne ridotto l'estensione (mentre nei modem in banda base con la modulazione si modifica soltanto la conformazione dello spettro del segnale, ma non la sua larghezza di banda).

Come già accennato nel paragrafo precedente, questa traslazione dello spettro si ottiene modulando un'onda portante sinusoidale mediante il segnale digitale (messaggio numerico) prodotto dal DTE.

Le tecniche di modulazione utilizzate dai modem fonici vengono suddivise, in funzione delle differenti prestazioni quantitative e qualitative che si vogliono ottenere, nelle seguenti tipologie:

- *modulazione d'ampiezza;*
- *modulazione di frequenza;*
- *modulazione di fase;*
- *modulazione in quadratura a spostamento di fase.*

Modulazione multilivello: bit e baud

Per capire come le diverse tecniche di modulazione permettano differenti velocità di trasmissione, è utile ricordare che, secondo il principio di Nyquist, è possibile trasmettere informazioni a una velocità non superiore a 2 bit/s per ogni Hz di banda disponibile.

Siccome il canale telefonico ha una larghezza di banda che corrisponde a circa 3 kHz (la banda passante è compresa tra i 300 e i 3400 Hz) la massima velocità di trasmissione dovrebbe essere pari a:

$$3100[\text{Hz}] \cdot 2[\text{bit/s} \cdot 1/\text{Hz}] = 6200 [\text{bit/s}]$$

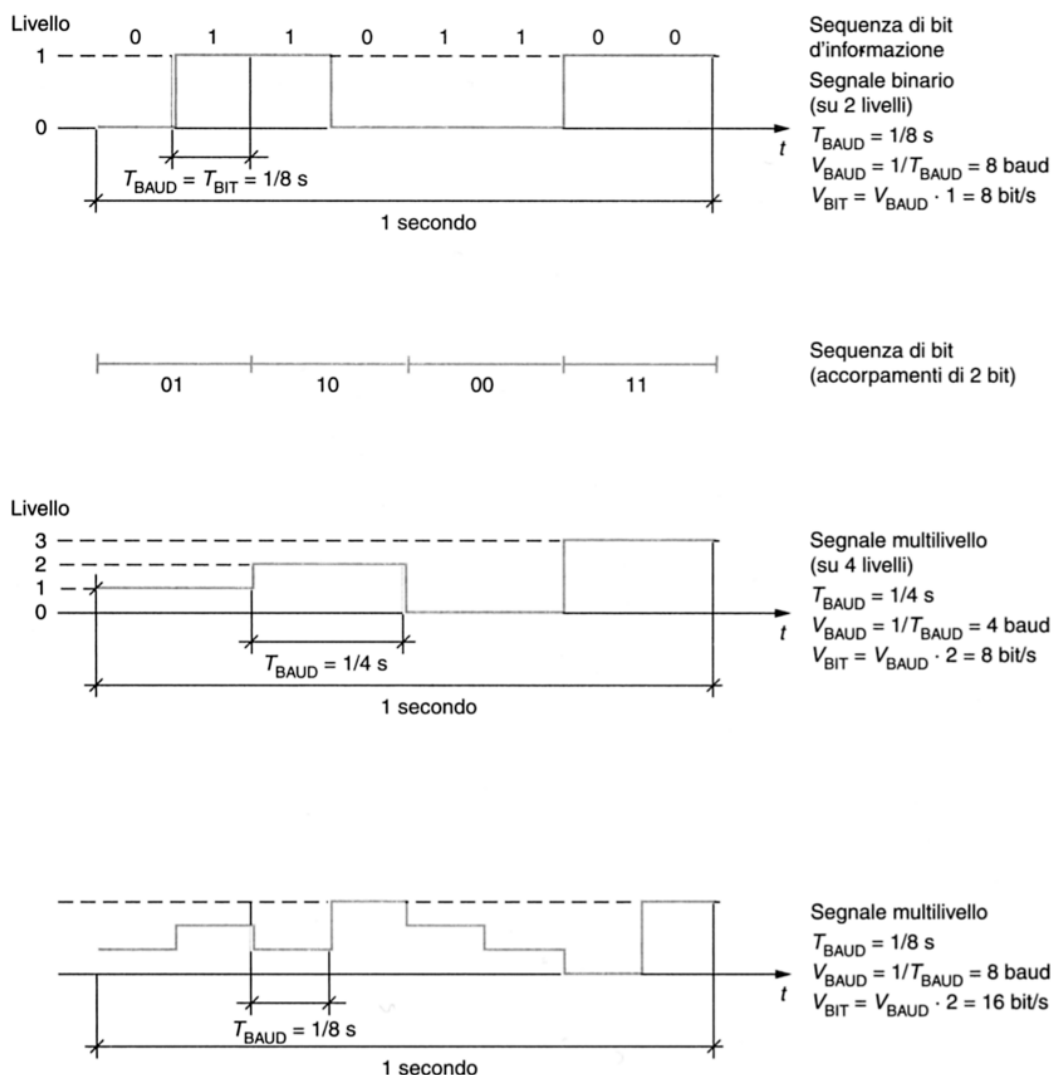
Poiché la banda telefonica utilizzabile per la trasmissione dati è in effetti meno di 3000 Hz (se ne usa la porzione 600÷3000 che assicura caratteristiche di attenuazione e distorsione costanti) e poiché durante la modulazione si formano due bande laterali, la velocità di trasmissione troverebbe un valore limite in 3000 bit/s. In generale si assume che per una sequenza casuale di bit, la larghezza di banda necessaria è uguale alla frequenza di bit cioè:

$$\text{numero di } \frac{\text{bit}}{\text{s}} = \text{larghezza di banda [in herz]}$$

Risulta pertanto necessario utilizzare un'apposita tecnica definita **codifica multilivello**. Passando da una codifica binaria (cioè relativa a un segnale digitale che può assumere solo due livelli corrispondenti ai valori logici "0" e "1") a una codifica multilivello, si ottiene un aumento della velocità dei dati che si possono trasmettere, fissata la larghezza di banda disponibile.

Cerchiamo, mediante un esempio, di chiarire meglio il concetto appena esposto: per ricavare un segnale che può assumere 4 livelli, partendo da un segnale binario (che può quindi assumere solo 2 livelli), si possono raggruppare i bit in coppie (definite in modo ovvio *di-bit*); la coppia di bit "00" sarà definita dal livello 0, la coppia di bit "01" sarà definita dal livello 1, la coppia di bit "10" sarà definita dal livello 2 e la coppia di bit "11" sarà definita dal livello 3.

È evidente che a ognuno dei possibili 4 livelli sarà associata una quantità di informazione doppia (due bit d'informazione per livello) rispetto alla quantità d'informazione (un bit d'informazione per livello) di un segnale digitale su due soli livelli.



Come si può vedere dal disegno, per il nuovo segnale la **velocità di modulazione**, cioè il numero di livelli che vengono trasmessi nell'unità di tempo, sarà pari a:

$$v_{\text{baud}} = (\text{numero di livelli})/(\text{secondo})$$

$$v_{\text{baud}} = 1/(T_{\text{baud}}) = 1/[2 \cdot (T_{\text{bit}})] = (v_{\text{bit}})/2 \quad (15.1)$$

dove:

v_{baud} esprime la velocità di modulazione in baud (numero di livelli al secondo),
 v_{bit} esprime la velocità della sorgente o **velocità di trasmissione** v_{tr} (numero di bit d'informazione emessi al secondo),

T_{baud} è la durata di un livello (baud) del segnale su quattro livelli,

T_{bit} è la durata di un bit d'informazione emesso dalla sorgente (che coincide con la durata di un baud per una codifica su solo due livelli).

Il segnale a quattro livelli trasporta nell'unità di tempo la medesima quantità d'informazione rispetto al segnale su due livelli, ma con velocità di modulazione dimezzata: i suoi livelli hanno una durata di tempo doppia rispetto alla durata dei livelli del segnale binario.

Figura 15.4 A pari velocità di modulazione (V_{baud}) un segnale su 4 livelli ha una velocità di trasmissione (V_{tr}) doppia rispetto a un segnale binario (a pari velocità di trasmissione ha una velocità di modulazione dimezzata).

Quindi, a pari velocità di modulazione, il segnale a quattro livelli trasporterà una quantità d'informazione doppia rispetto al segnale a due livelli.

In conclusione, raggruppando n bit (usando quindi *di-bit*, *tri-bit*, *quadri-bit*,... *n-bit*) si dovrà utilizzare un segnale con numero di livelli N pari a:

$$N = 2^n \quad (15.2)$$

ottenendo una diminuzione della velocità di modulazione pari a:

$$v_{\text{baud}} = (v_{\text{bit}})/n \quad (15.3)$$

ovvero un aumento della velocità di trasmissione pari a:

$$v_{\text{bit}} = n v_{\text{baud}} \quad (15.4)$$

Le modulazioni o codifiche multilivello, intese come un'estensione della codifica binaria, vengono indicate con il termine **M-arie**: con M che rappresenta il numero dei livelli (per esempio, utilizzando *dibit*, si ha una modulazione su quattro livelli o quaternaria, quindi *M-aria* con $M = 4$).

Spesso si trova, usato impropriamente, il termine *baud* (*baud rate*) per indicare i bit/s emessi da una sorgente binaria, quindi per un segnale su due livelli.

Per una sorgente binaria è più corretto (e crea minore ambiguità) esprimere la velocità in bit/s, anche se corrisponde numericamente alla velocità espressa in baud risultando:

$$v_{\text{baud}} = (1/n)/v_{\text{bit}} \quad (15.5)$$

ovvero:

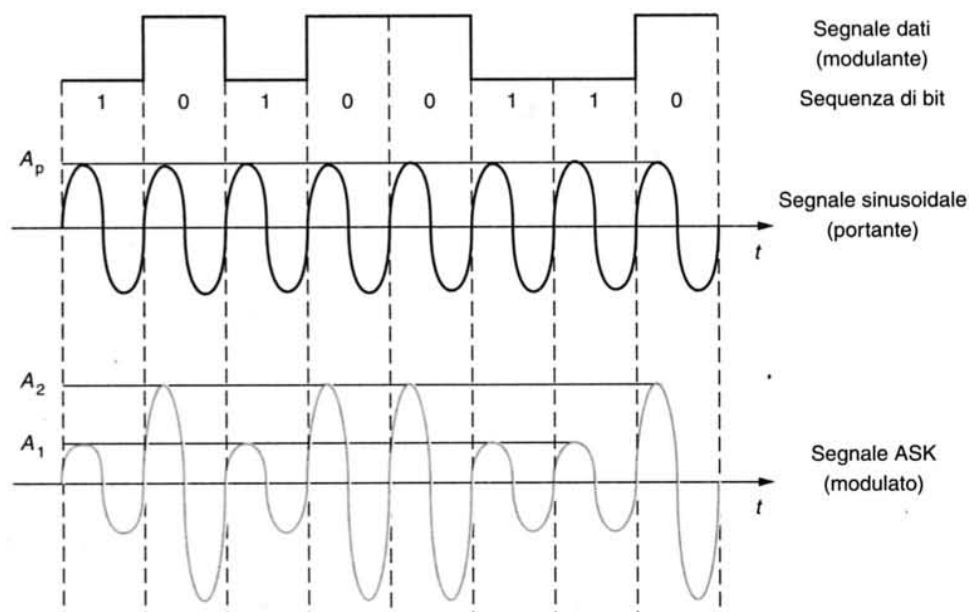
$$v_{\text{baud}} = v_{\text{bit}} \quad (15.6)$$

con $n = 1$, poiché i bit in una sorgente binaria non vengono raggruppati.

15.3 Modulazione ASK

La modulazione di ampiezza, denominata in ambito trasmissione dati **ASK** (*Amplitude Shift Key*), consiste nel far variare l'ampiezza di un'onda sinusoidale, che è la frequenza portante, in funzione dello stato del segnale dati da trasmettere, che è il segnale modulante.

Figura 15.5 Esempio di modulazione d'ampiezza ASK.



La tecnica di modulazione ASK più utilizzata consiste nel far corrispondere al valore logico "0" del segnale dati un'ampiezza del segnale modulato pari a 0: lungo la linea si troverà il segnale portante (in corrispondenza del livello logico "1") o nessun segnale (livello logico "0"); in tal caso la modulazione d'ampiezza assume la denominazione di modulazione **OOK** (*On Off Key*).

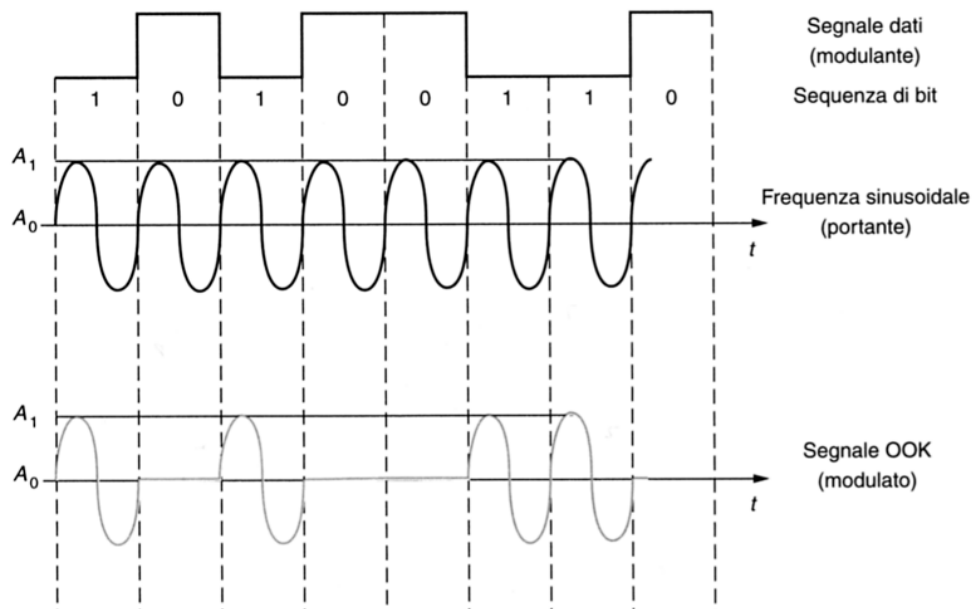


Figura 15.6 Esempio di modulazione a spostamento d'ampiezza (ASK) di tipo OOK (ON-OFF KEY).

Poiché l'ampiezza del segnale modulato rappresenta l'informazione che si vuole trasmettere, una tensione di rumore che si sovrappone al segnale ne degrada direttamente il contenuto informativo.

Questo tipo di modulazione, particolarmente sensibile al rumore, non consente alte velocità di trasmissione e quindi è usato in telegrafia ma è poco usato nella trasmissione dati, se non in modulazioni ibride di fase e ampiezza.

Modulatore ASK

Un semplice schema di principio di un modulatore ASK di tipo OOK è rappresentato nello schema di figura 15.7.

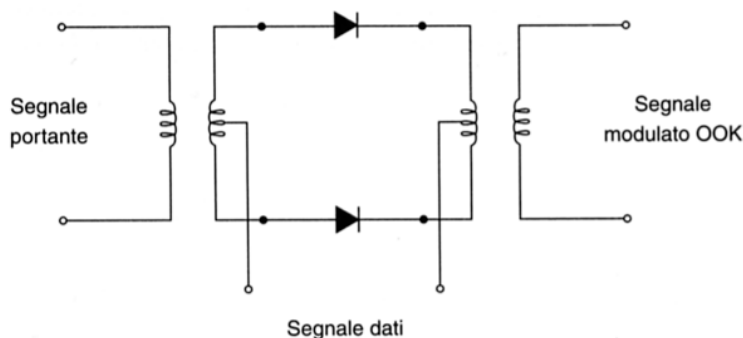


Figura 15.7 Esempio di schema circuitale di un modulatore OOK.

Come nelle modulazioni AM in ambito analogico, lo spettro di un segnale ASK è a doppia banda laterale e ogni banda contiene tutta l'informazione del segnale originale.

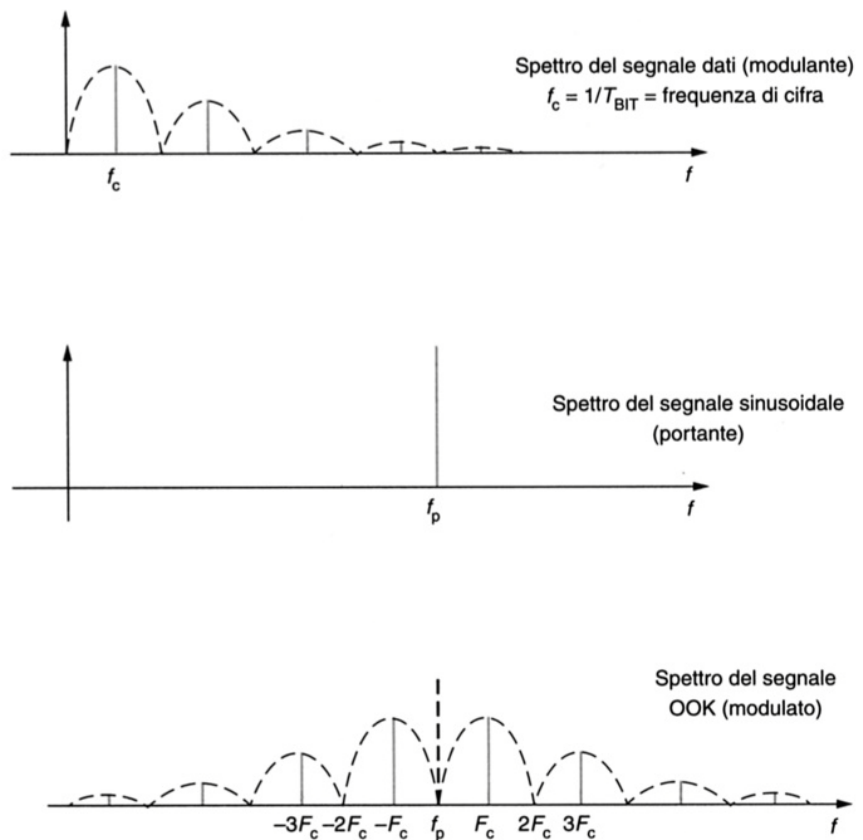


Figura 15.8 Spettro di un segnale OOK con modulante costituito da una sequenza di "1" e "0", ciascuno di durata $t = T_{\text{BIT}}$.

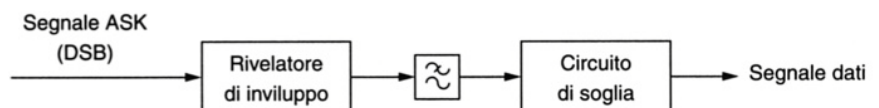
Se si trasmettono entrambe le bande, si sfrutta in modo poco efficiente la larghezza di banda disponibile, ma la demodulazione si effettua facilmente tramite un semplice *rilevatore d'involuppo*.

In caso contrario trasmettendo solamente una delle due bande laterali si ha uno sfruttamento ottimale della larghezza di banda disponibile, ma la demodulazione risulta più complessa dovendo essere di tipo *coerente*: il ricevitore così deve poter recuperare in fase e in frequenza la portante.

Demodulatore ASK

Il demodulatore per segnali ASK è costituito da un semplice rivelatore d'involuppo, se il segnale trasmesso è a doppia banda laterale (*demodulazione incoerente*). Si avvale invece di dispositivi per il recupero della portante (quali l'anello ad aggancio di fase o Costas Loop) nel caso di segnali a singola banda laterale a portante trasmessa (*demodulazione coerente*).

Figura 15.9 Schema a blocchi di un sistema per la demodulazione incoerente (ASK).



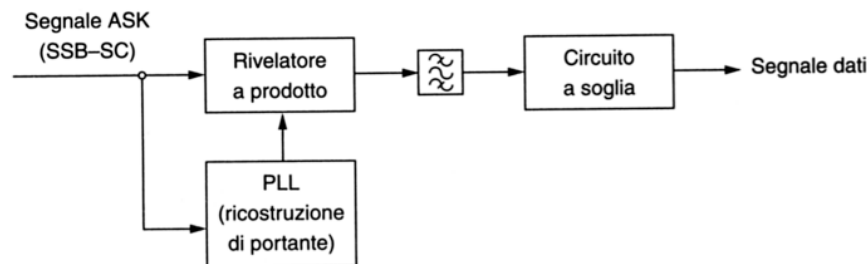


Figura 15.10 Schema a blocchi di un sistema per la demodulazione coerente (ASK).

15.4 Modulazione FSK

La **modulazione a spostamento di frequenza**, denominata nella trasmissione dati **FSK** (*Frequency Shift Keying*) consiste nell'associare a ciascuno dei due simboli binari, "0" e "1", un determinato valore di frequenza.

Alla cifra "0" viene associata la frequenza f_a , alla cifra "1" è associata la frequenza f_z , con $f_a < f_z$.

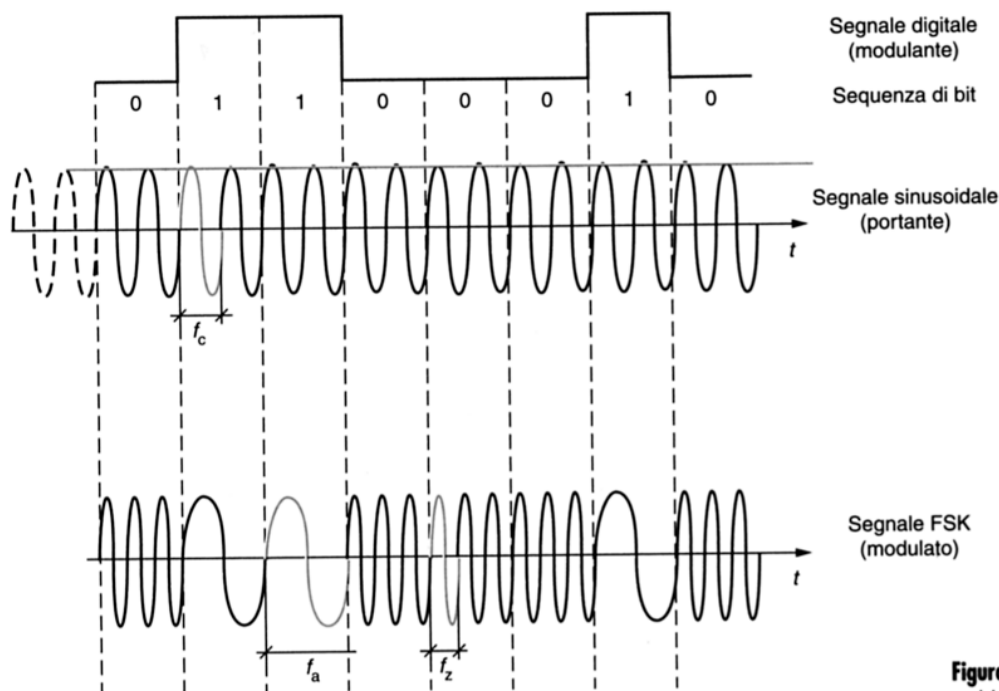


Figura 15.11 Esempio di modulazione a spostamento di frequenza FSK.

Affinchè il dispositivo demodulatore sia in grado di riconoscere correttamente ciascuna frequenza e di restituire in uscita il corrispondente bit associato, la durata del bit deve essere maggiore del periodo del segnale da demodulare.

La **frequenza centrale** f_c viene calcolata come $f_c = (f_a + f_z)/2$ ed è compresa nella parte di banda passante del mezzo trasmissivo che assicura la minore distorsione di fase.

Nella scelta di f_a e f_z , dette **frequenze di manipolazione**, si realizza il miglior compromesso tra due esigenze contrastanti: rendere minima la banda di frequenze impiegata e salvaguardare una sufficiente separazione tra le due

frequenze di manipolazione per non incorrere in problemi di discriminazione in caso di interferenza intersimbolica.

Le frequenze f_a e f_z vengono posizionate nella zona della banda passante del mezzo trasmissivo dove risulta minima la distorsione di fase.

Nell'istante di passaggio da una frequenza di manipolazione all'altra è necessario mantenere la continuità di fase, perché in caso contrario si produce una modulazione d'ampiezza parassita, la banda del segnale modulato risulta più larga e l'operazione di demodulazione risulta più complessa (in tal caso il demodulatore, costituito da un rilevatore di passaggio per lo zero, non riconosce con precisione l'istante in cui si è verificato il salto di frequenza, quindi si ha un aumento della distorsione della sequenza digitale in uscita).

Per ottenere una *modulazione di frequenza con continuità di fase* (**CPFSK**: *Continuous Phase FSK*) le frequenze di manipolazione dovranno essere tali da risultare:

$$(f_a - f_z) = n \cdot (1/T_{\text{bit}}) \quad (15.7)$$

ovvero le due frequenze di manipolazione dovranno differire di una quantità pari al multiplo intero della metà della durata (T_{bit}) di un bit.

Quando $n = 1$, quando cioè $(f_a - f_z) = 1/(2T_{\text{bit}})$, si ottiene la **MSK** (*Minimum Shift Key*)

Lo spettro di ampiezza di un segnale modulato in frequenza FSK è riportato in figura 15.12.

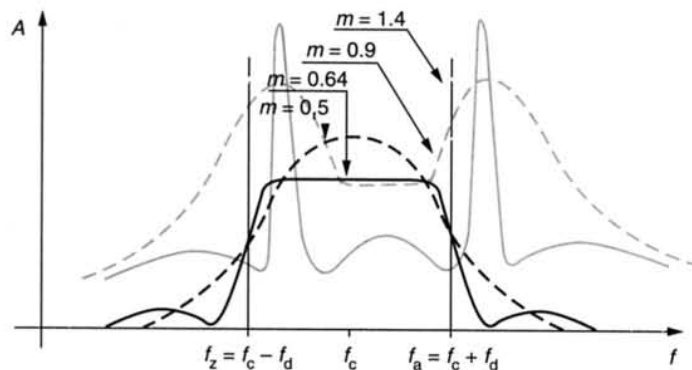


Figura 15.12 Spettri di un segnale modulato in frequenza (FSK) per differenti indici di modulazione m .

$f_d = 1/2$ deviazione di frequenza = $1/2 (f_c - f_z)$
 f_z e f_a = frequenze di manipolazione
 f_c = frequenza centrale

La conformazione dello spettro cambia al variare dell'indice di modulazione m definito come:

$$m = \frac{2(f_a - f_z)}{v_{\text{baud}}} \quad (15.8)$$

I modem a modulazione di frequenza non necessitano di sincronizzazione tra modulatore e demodulatore, hanno una struttura costruttiva semplice e funzionano anche con linee di qualità mediocre.

Vengono utilizzati per velocità di trasmissione fino a 1200 bit/s; per velocità superiori risultano più convenienti altre tecniche di modulazione.

Modulatore FSK

Un semplice schema a blocchi di un modulatore digitale FSK è rappresentato in figura 15.13.

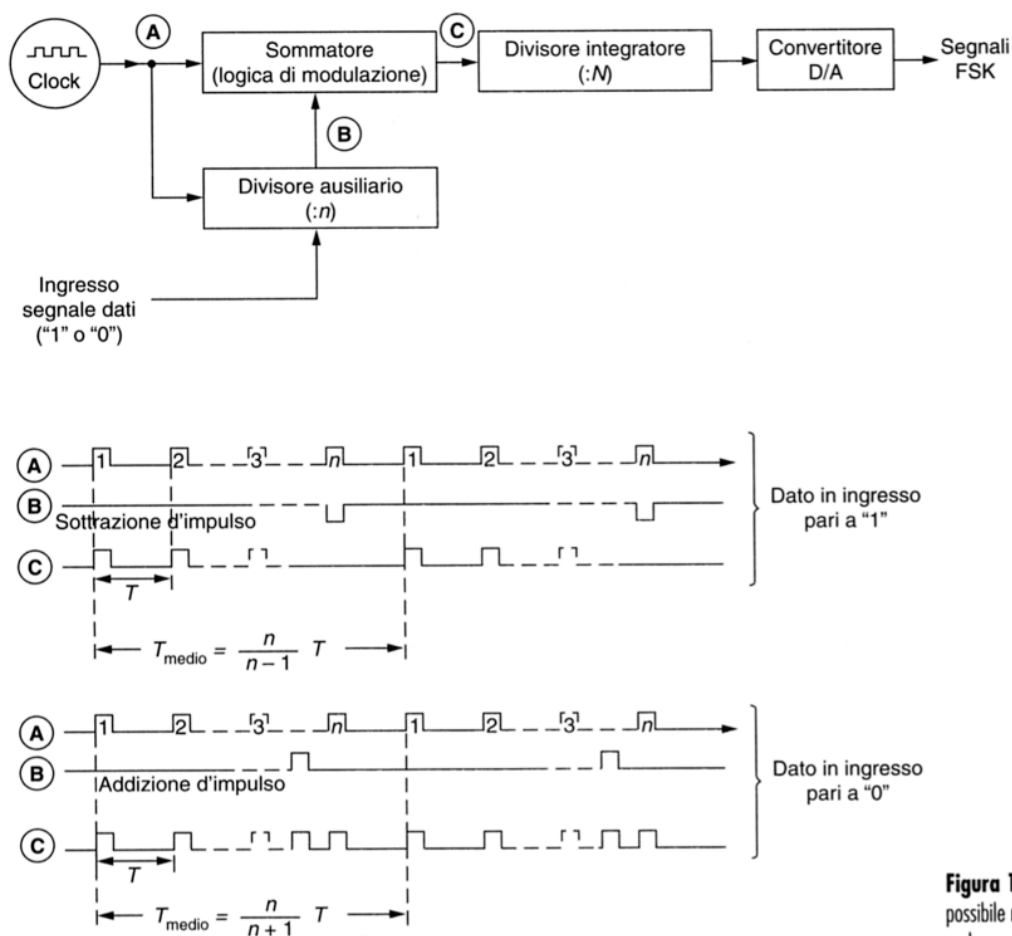


Figura 15.13 Schema a blocchi di un possibile modulatore digitale FSK e andamenti delle forme d'onda nei punti (A) (B) (C).

L'uscita dell'oscillatore al quarzo (clock) è un segnale digitale (A) di periodo T (con corrispondente frequenza $f_0 = 1/T$); l'uscita (B) del divisore ausiliario, pilotato dal segnale dati, fornisce un impulso ogni n impulsi di clock; l'uscita (C) della logica di modulazione (sommatore) è la somma algebrica dei segnali (A) e (B).

Se il dato presente in ingresso vale "1", l'impulso negativo all'uscita del divisore ausiliario va a sottrarsi al segnale di clock, se vale "0" va ad aggiungersi al segnale. L'uscita del sommatore sarà pertanto un segnale digitale con periodo medio pari a:

$$T_{\text{medio}} = \left(\frac{n}{n-1} \right) T \quad (15.9)$$

a cui corrisponde una frequenza pari a:

$$f = f_0 \frac{n-1}{n} \quad (15.10)$$

se è stato tolto un impulso ogni n ; viceversa l'uscita avrà un periodo medio pari a:

$$T_{\text{medio}} = \frac{n}{n+1} T \quad (15.11)$$

e con una frequenza pari a:

$$f = f_0 \frac{n+1}{n} \quad (15.12)$$

se è stato aggiunto un impulso.

Il *divisore integratore modulo "N"* elimina l'irregolarità di distribuzione degli impulsi nella sequenza in uscita dal sommatore.

L'ultimo blocco della catena è costituito da un convertitore digitale/analogico che produce in uscita un segnale analogico FSK.

La modulazione FSK può essere effettuata anche in modo analogico, tramite un commutatore che seleziona l'uscita di due diverse frequenze prodotte da due oscillatori.

Demodulatore FSK

In ricezione viene normalmente effettuata una demodulazione (incoerente) utilizzando un economico rivelatore di passaggio per lo zero (*zero crossing*).

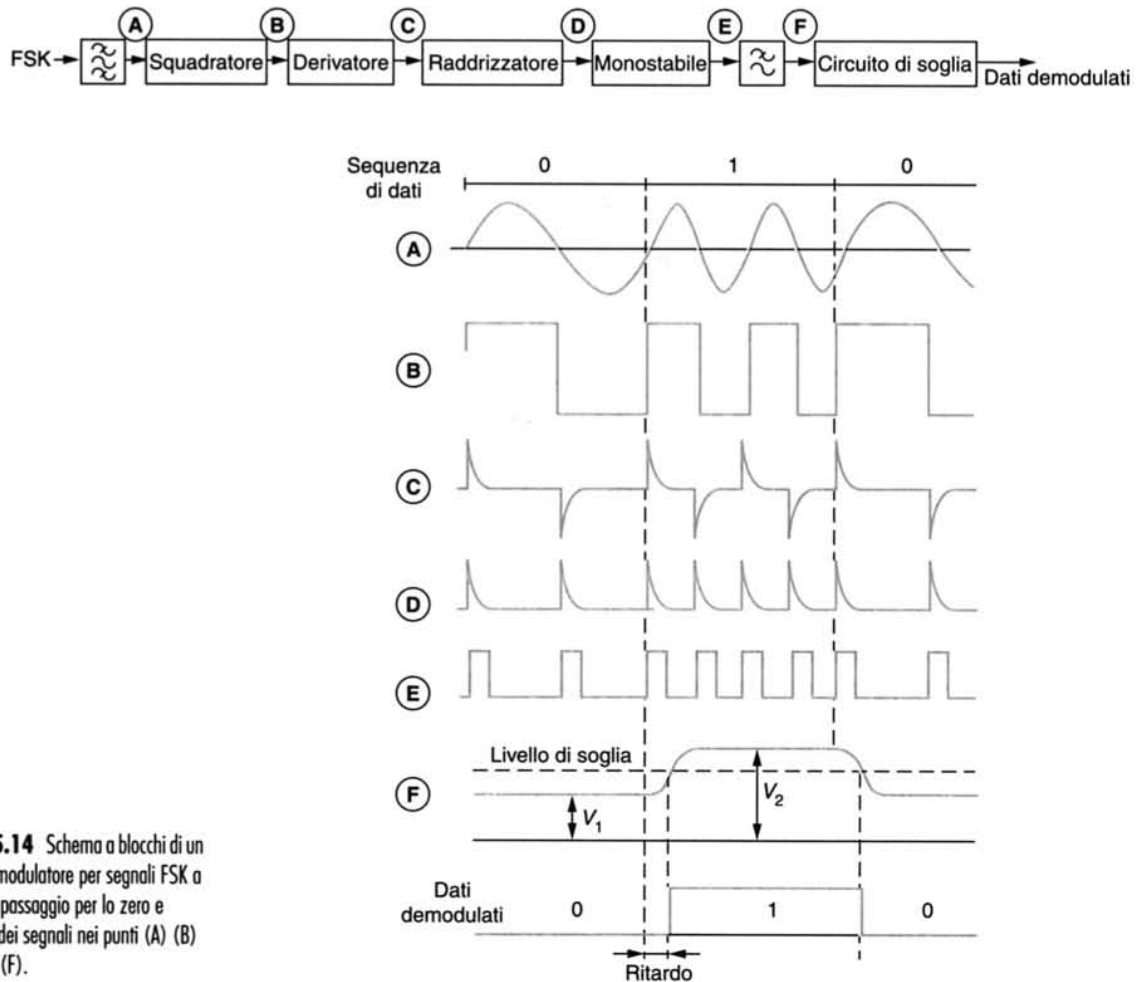


Figura 15.14 Schema a blocchi di un possibile demodulatore per segnali FSK a rivelatore di passaggio per lo zero e andamento dei segnali nei punti (A) (B) (C) (D) (E) (F).

Il dispositivo permette di definire la frequenza del segnale ricevuto contando il numero di passaggi per lo zero in un determinato periodo di tempo (pari alla durata di un bit).

Con riferimento alla figura 15.14, il segnale FSK ricevuto dalla linea viene preventivamente filtrato per eliminare i rumori fuori banda.

Il segnale ottenuto (A) viene inviato a un limitatore che lo squadrizza, il segnale squadrato (B) viene inviato al derivatore che genera in uscita un segnale impulsivo (C), con gli impulsi in corrispondenza dei punti di passaggio per lo zero; il raddrizzatore trasforma gli impulsi negativi in positivi e genera in tal modo il segnale (D); questo segnale pilota un monostabile la cui uscita è il segnale rettangolare (E) che, filtrato (con un filtro passa-basso), genera un segnale (F) i cui due livelli possibili corrispondono ai livelli logici "0" e "1" della sequenza dati originaria.

Quanto più è elevato il valore di deviazione di frequenza, tanto più elevata risulta la differenza tra i due livelli del segnale (F).

La demodulazione risulta corretta se in fase di modulazione si è rispettata la condizione di continuità di fase durante la transizione tra le due frequenze di modulazione.

Modem FSK V.21

La raccomandazione CCITT V.21 definisce un tipo di modem che permette di realizzare una trasmissione dati a bassa velocità, economica, su rete commutata; la banda occupata dal segnale modulato, molto limitata, permette di realizzare un tipo di esercizio full-duplex su un circuito telefonico a due fili.

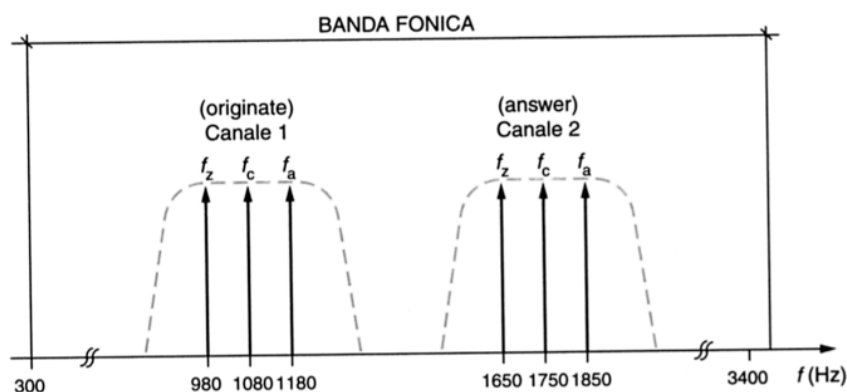


Figura 15.15 Spettro delle frequenze dei canali utilizzati dal modem V.21.

Con riferimento al disegno, vengono utilizzati per i due canali (il canale "1" o inferiore utilizzato dal DTE chiamante o *Originate*, il canale "2" o superiore utilizzato dal DTE chiamato o *Answer*) le frequenze mostrate nella tabella seguente.

Frequenze utilizzate dallo standard V.21			
	frequenza centrale	"1"	"0"
(1) canale inferiore ORIGINATE	$f_c = 1080 \text{ Hz}$	$f_z = 980 \text{ Hz}$	$f_a = 1180 \text{ Hz}$
(2) canale superiore ANSWER	$f_c = 1750 \text{ Hz}$	$f_z = 1650 \text{ Hz}$	$f_a = 1850 \text{ Hz}$

Le caratteristiche distintive possono essere riassunte nei seguenti dati:

- tipo di modulazione: FSK
- velocità di modulazione: 300 baud
- codice di trasmissione: binario
- velocità di trasmissione: 300 bit/s
- tipo di linea: commutata su due fili (o dedicata)
- tipo di collegamento: punto punto
- tipo di esercizio: full-duplex
- modalità di trasmissione: asincrona seriale.

Modem FSK V.23

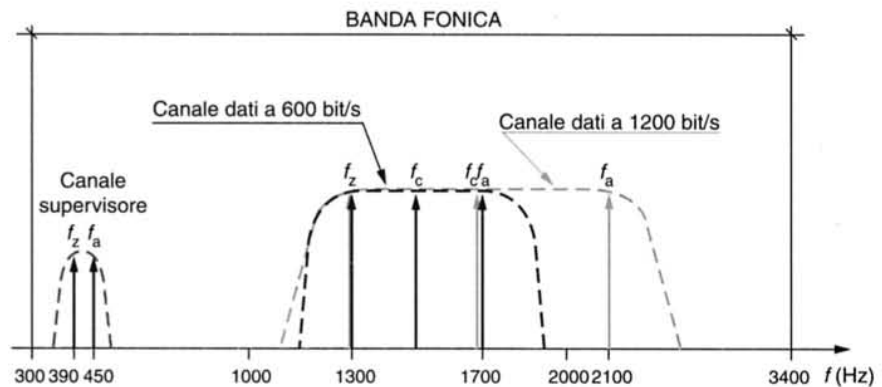
La raccomandazione CCITT V.23 definisce un tipo di modem adatto a linea telefonica commutata a velocità di 600 o 1200 bit/s.

La velocità di trasmissione inferiore è utilizzata nel caso la linea trasmissiva risulti particolarmente disturbata.

A causa del tipo di modulazione adottato, queste velocità di trasmissione comportano uno spettro piuttosto largo per cui il collegamento full-duplex richiede linee a 4 fili.

Su linee a due fili il collegamento è half-duplex, è però disponibile un ulteriore canale, di supervisione, con velocità di trasmissione fino a 75 bit/s (modulato in FSK e con modalità di trasmissione asincrona), che è principalmente impiegato nel Videotel.

Figura 15.16 Spettro delle frequenze dei canali utilizzati dal modem V.23.



Con riferimento al disegno, le frequenze utilizzate dal modem risultano le seguenti.

Frequenze utilizzate dallo standard V.23			
	frequenza centrale	"1"	"0"
canale dati (a 1200 bit/s)	$f_c = 1700 \text{ Hz}$	$f_z = 1300 \text{ Hz}$	$f_a = 2100 \text{ Hz}$
canale dati (a 600 bit/s)	$f_c = 1500 \text{ Hz}$	$f_z = 1300 \text{ Hz}$	$f_a = 1700 \text{ Hz}$
canale supervisore (a 75 bit/s)	$f_c = 420 \text{ Hz}$	$f_z = 390 \text{ Hz}$	$f_a = 450 \text{ Hz}$

Le caratteristiche distintive possono essere riassunte nei seguenti dati:

- tipo di modulazione: FSK
- velocità di modulazione: 600/1200 baud
- codice di trasmissione: binario
- velocità di trasmissione: 600 bit/s oppure 1200 bit/s
- tipo di linea: commutata su due fili (o dedicata)
- tipo di collegamento: punto punto (o multipunto)
- tipo di esercizio: half-duplex (più un canale di supervisione); per il full-duplex è necessaria una linea quattro fili
- modalità di trasmissione: asincrona seriale.

15.5 Modulazione PSK

Si ha una modulazione a spostamento di fase **PSK** (*Phase Shift Key*) quando i due stati caratteristici del segnale digitale vengono trasmessi associandoli alle due differenti fasi di un'onda sinusoidale portante.

In ricezione, il segnale originario viene tanto più facilmente ricostruito quanto più le due fasi risultano tra loro distanziate.

Ad esempio, si può trasferire il valore logico "0" trasmettendo un segnale in fase con il riferimento, e il valore logico "1" trasmettendo il segnale sfasato di 180° gradi rispetto al riferimento, ottenendo la **modulazione bifase BPSK** (*Bipolar PSK*) o **2PSK**.

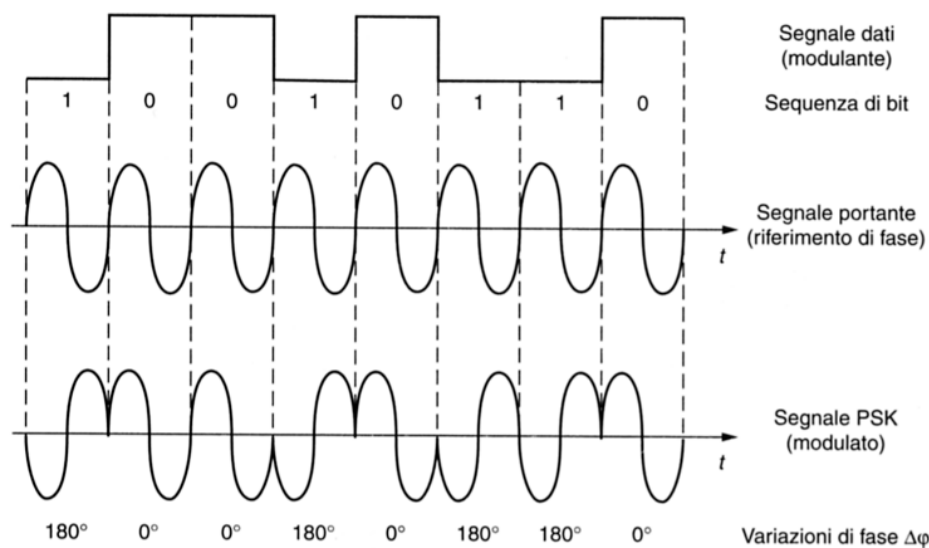


Figura 15.17 Esempio di modulazione a spostamento di fase (PSK) di tipo BPSK.

Modulatore 2PSK

Il segnale modulato 2PSK può essere ottenuto facilmente mediante l'impiego di un semplice modulatore bilanciato.

In corrispondenza dello stato logico "0" del segnale dati, ai morsetti (M-M') viene applicata una tensione che polarizza direttamente i due diodi D1 e D2 e interdice i due diodi D3 e D4.

In questo caso il circuito attivo risulta quello che nel disegno è contrassegnato dalla lettera (a): la forma d'onda del segnale 2PSK in uscita risulta

uguale a quella del segnale portante in ingresso (non c'è sfasamento).

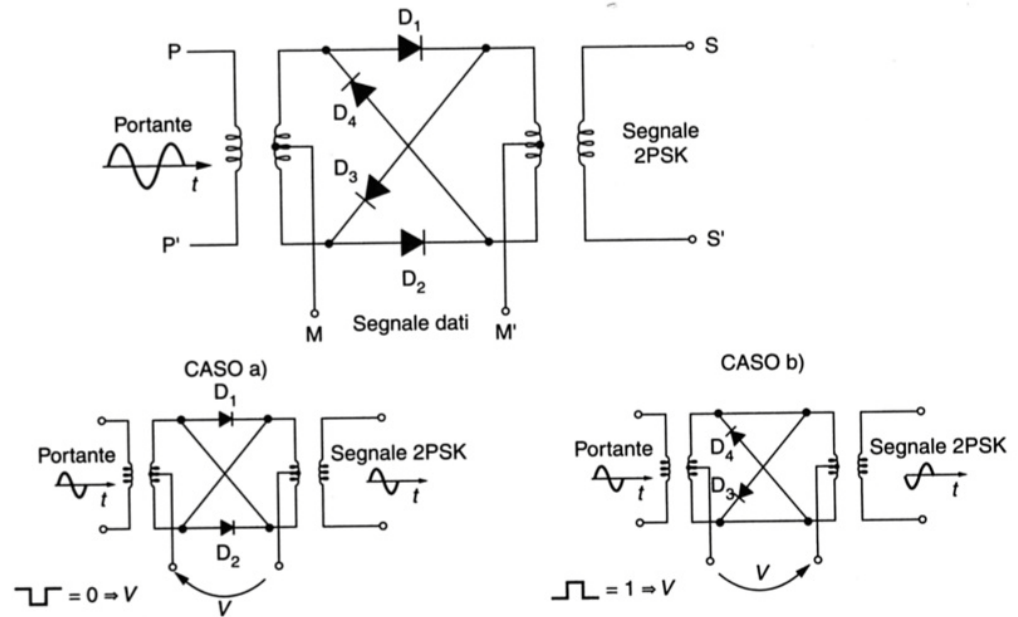


Figura 15.18 Modulazione 2PSK effettuata tramite un modulatore bilanciato. In piccolo i disegni che illustrano i rami attivi del circuito per dati in ingresso "0" (caso a) e "1" (caso b).

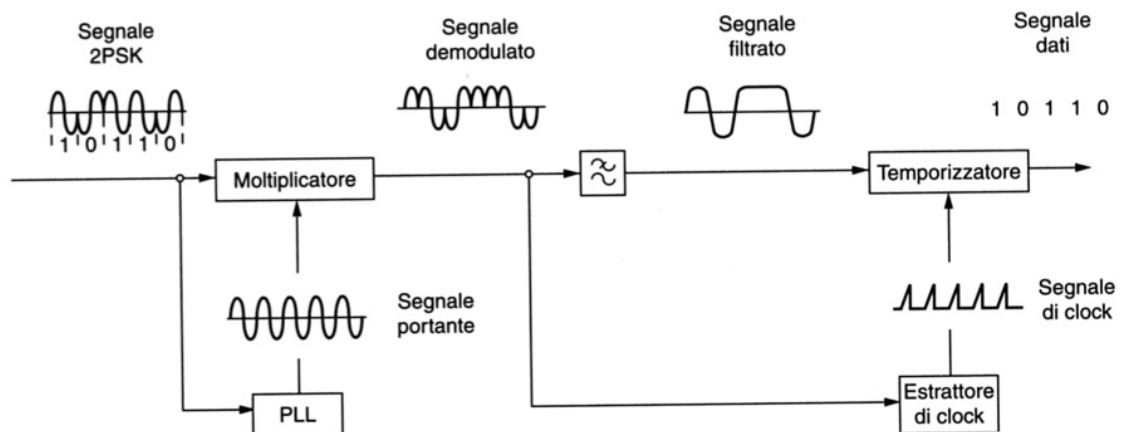
In corrispondenza dello stato logico "1" del segnale dati, il circuito attivo (corrisponde nel disegno al caso b) riporta in uscita il segnale d'ingresso capovolto: il segnale 2PSK è in opposizione di fase (sfasamento di 180° gradi) rispetto al segnale portante.

Demodulazione 2PSK

La tecnica 2PSK è implementabile solo ricorrendo a una *demodulazione coerente* (detta demodulazione **CPSK**: *Coherent PSK*): infatti in ricezione è necessario disporre del segnale portante che fornisce il riferimento rispetto a cui è possibile determinare le variazioni di fase del segnale ricevuto.

I dispositivi demodulatori recuperano la fase e la frequenza del segnale portante tramite un circuito PLL.

Figura 15.19 Schema a blocchi di un dispositivo di demodulazione per un segnale 2PSK.



Il PLL estrae dal segnale 2PSK la portante che viene moltiplicata per il segnale 2PSK dal moltiplicatore (che svolge la funzione di rivelatore di prodotto); il segnale d'uscita viene filtrato per eliminare le componenti spettrali spurie ad alta frequenza.

Il segnale in uscita dal filtro, letto negli istanti di temporizzazione scanditi dal blocco estrattore di clock, fornisce il segnale dati originario.

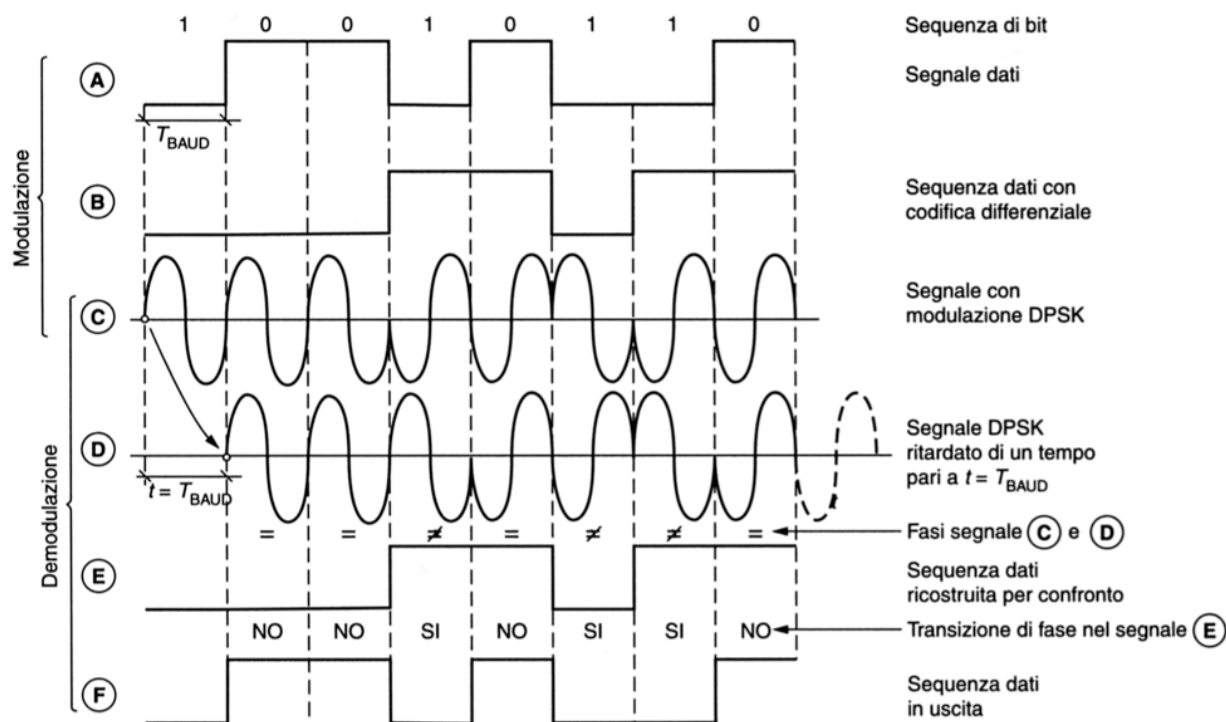
La demodulazione coerente CPSK, necessaria per segnali modulati con tecnica 2PSK, comporta notevoli difficoltà poiché il demodulatore funziona in modo corretto solo se i rapporti tra le fasi del segnale modulato si mantengono costanti durante la propagazione, ovvero il ritardo di propagazione si mantiene invariato nel tempo.

A questi requisiti non rispondono, di fatto, le linee telefoniche, che introducono una distorsione di fase di entità variabile.

Inoltre nel demodulatore CPSK la portante ricostruita localmente può corrispondere, in modo casuale, a una qualunque delle due fasi del segnale modulato. Infatti nel segnale 2PSK, a ogni valore di fase è associato un determinato valore binario, e quindi risulta impossibile determinarne il valore non sapendo a quale valore di fase la portante ricostruita localmente risulta agganciata.

Gli inconvenienti legati alla demodulazione coerente vengono superati ricorrendo alla *modulazione di fase differenziale* DPSK (*Differential PSK*) che impiega un *metodo di rilevazione per confronto*: allo stato logico da trasmettere viene associata una determinata differenza di fase rispetto a quella dello stato logico precedente; per la rivelazione è sufficiente confrontare la fase di un livello con quella del livello precedente.

Figura 15.20 Esempio di modulazione differenziale di fase (DPSK) e rivelazione per confronto.



La sequenza di dati (A) viene codificata in forma differenziale (B) inserendo una transizione ogni volta che si trasmette il simbolo "1" e non inserendo tran-

sizioni ogni volta che si trasmette il simbolo "0"; la demodulazione avviene per confronto tra il segnale modulato ricevuto (C) e il medesimo segnale ritardato di un tempo pari al T_{baud} (D).

Negli istanti in cui i due segnali (C) e (D) hanno fase uguale, la sequenza dati (E) non presenta una transizione di stato, mentre negli istanti in cui hanno fase differente la sequenza (E) presenta una transizione di stato.

Il segnale (E), tramite una decodifica differenziale (come spiegato nel paragrafo relativo al demodulatore differenziale e in figura 15.22), restituisce il segnale dati originario.

Modulatore DPSK

La modulazione DPSK si ottiene inviando a un modulatore bilanciato (vedi figura 15.21) una sequenza di dati con codifica differenziale ottenuta facendo transitare il segnale dati in un apposito codificatore:

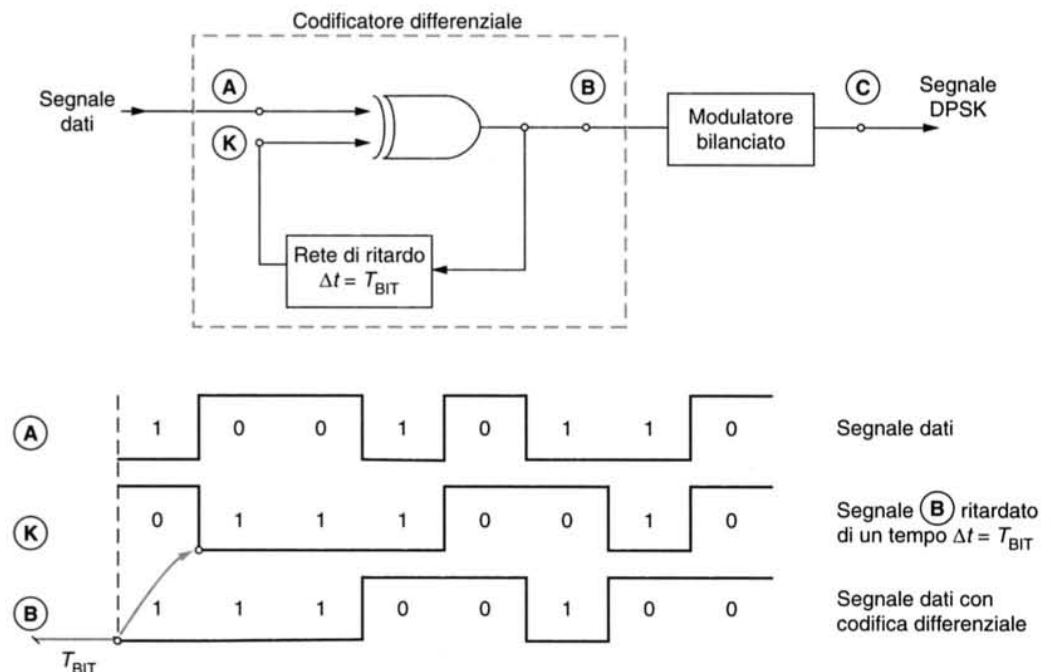


Figura 15.21 Schema e principio di funzionamento di un codificatore differenziale utilizzato per la modulazione DPSK. (I segnali (A), (K) e (B) sono quelli riportati in figura, il modulatore bilanciato è quello di figura 15.18).

Il codificatore è costituito da una porta logica EX-OR che ha ai suoi due ingressi: (a) la propria uscita ritardata di un tempo pari alla durata di un bit, (b) il segnale dati.

L'uscita della porta logica sarà costituita da un segnale che presenta una transizione ogni volta che il bit del segnale dati in ingresso vale "1" e che non presenta invece transizioni se il bit del segnale dati in ingresso vale "0".

Demodulatore DPSK

La demodulazione di un segnale DPSK avviene in due fasi: in una prima fase un rivelatore di prodotto demodula il segnale, utilizzando, invece di una por-

tante ricostruita localmente, lo stesso segnale modulato ritardato di un tempo pari alla durata di un bit. Il segnale così ottenuto, opportunamente filtrato, viene inviato a un circuito a soglia che genera in uscita un segnale uguale alla sequenza dati con codifica differenziale.

Nella seconda fase si utilizza un circuito decodificatore costituito da una porta logica EX-OR i cui due ingressi sono costituiti dalla sequenza dati con codifica differenziale e dal medesimo segnale ritardato (tramite una rete di ritardo) di un tempo pari al tempo di bit.

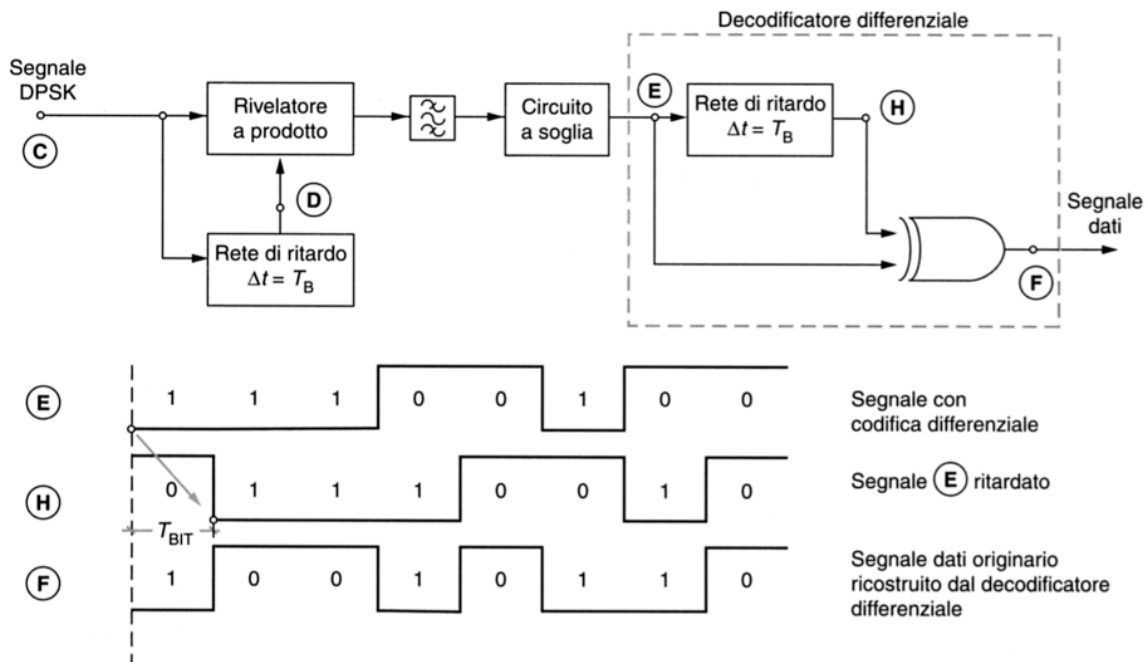


Figura 15.22 Schema a blocchi di dispositivo per la demodulazione di un segnale DPSK e forme d'onda relative al decodificatore differenziale.

L'uscita del decodificatore, come appare in figura 15.22, è la replica del segnale dati originario utilizzato in figura 15.21.

Modulazione polifase

Si possono raggiungere velocità di trasmissione superiori a quelle ottenibili con le tecniche BPSK o 2-DPSK raggruppando i bit della sequenza da trasmettere in gruppi di 2 o 3 bit: la fase della portante viene in tal caso fatta variare, eventualmente in modo differenziale, tra quattro o tra otto valori corrispondenti ai di-bit o tri-bit da trasmettere.

Come più volte detto, la velocità di trasmissione è legata alla velocità di modulazione (espressa in bit/s) secondo la formula:

$$v_{\text{bit}} = n \cdot v_{\text{baud}} \quad (15.13)$$

dove n rappresenta il numero di bit della sequenza da trasmettere, raggruppati a formare un numero di combinazioni $N = 2^n$, combinazioni che vengono associate agli N livelli di una modulazione multilivello (vedi paragrafo 15.2).

Per una modulazione 2PSK avremo quindi una velocità di trasmissione pari a:

$$v_{\text{bit}} = v_{\text{baud}}$$

mentre per una modulazione PSK su quattro differenti salti di fase (detta pertanto 4-PSK), avremo:

$$v_{\text{bit}} = 2 \cdot v_{\text{baud}}$$

essendo $n = 2$ poiché:

$$N = 4 = 2^n = 2^2$$

Appare evidente che, per la modulazione 4-PSK, la velocità di trasmissione risulta doppia della velocità di modulazione.

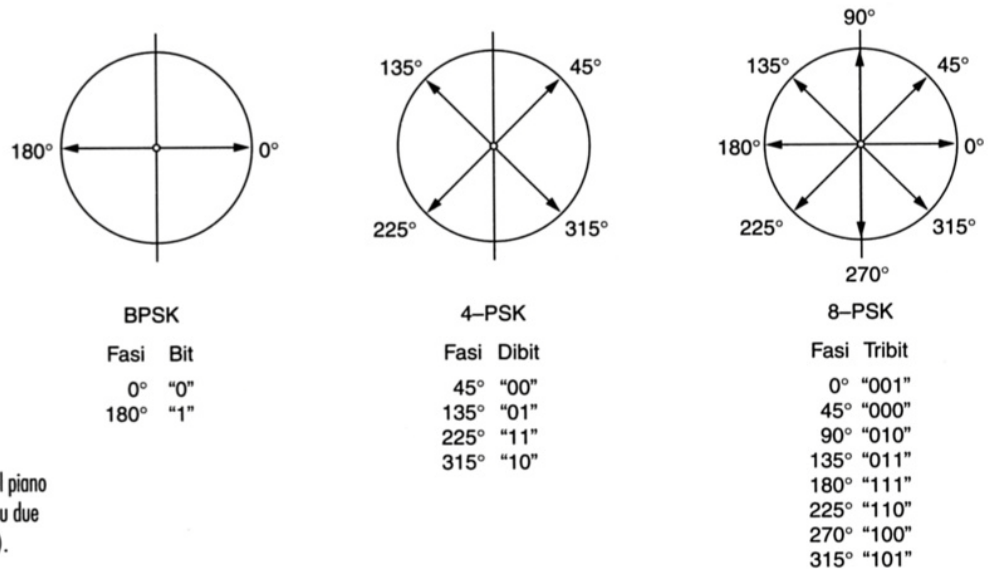


Figura 15.23 Suddivisione del piano delle fasi per modulazioni BPSK (su due fasi), 4PSK o 8PSK (su 4 o 8 fasi).

Utilizzando tri-bit, ovvero raggruppamenti di tre bit, la velocità di trasmissione risulterà tripla della velocità di modulazione.

Alle modulazioni bifase BPSK e polifase 4-PSK, 8-PSK e 16-PSK corrispondono rispettivamente le modulazioni di tipo differenziale DPSK e le modulazioni polifase differenziali 4-DPSK, 8-DPSK e 16-DPSK.

Nelle modulazioni polifase differenziali, i salti di fase associati a un " n -bit" (intendendo con " n -bit" un raggruppamento di n bit, per esempio un di-bit è un n -bit con $n = 2$) sono relativi alla fase assoluta associata all' n -bit precedente.

Per un segnale modulato, la fase assoluta corrente (cioè nell'intervallo di tempo $T_{\text{baud}}(n)$) è definita sommando la fase assoluta precedente (cioè nell'intervallo di tempo precedente $T_{\text{baud}}(n-1)$) con il salto di fase $\Delta\phi$ associato all' n -bit corrente. Tra queste differenti tecniche di modulazione PSK, gli apparati oggi sul mercato utilizzano le modulazioni: BPSK (o 2-PSK), 2-DPSK, 4-DPSK e 8-DPSK.

La velocità di trasmissione per le modulazioni M-PSK aumenta in modo proporzionale al numero dei bit accorpatisi, ma il numero degli stati di modulazione aumenta in modo esponenziale: se si tiene costante la velocità di modulazione (per esempio 1 baud) e si passa da un accorpamento di due bit a un accorpamento di 4 bit, la velocità raddoppia (da 2 bit/s a 4 bit/s) ma il numero degli stati M quadruplica (da $2^2 = 4 = M$ livelli a $2^4 = 16 = M$ livelli).

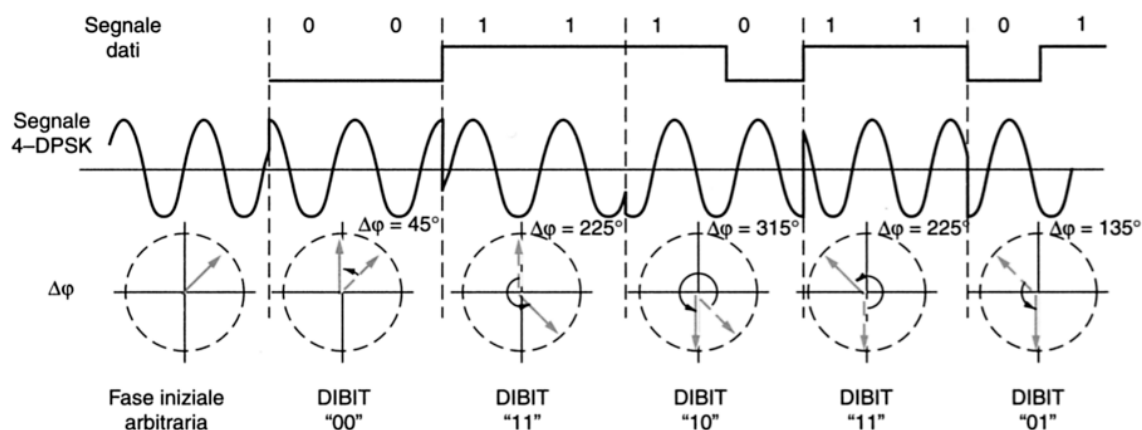


Figura 15.24 Esempio dei salti di fase $\Delta\phi$ per una modulazione differenziale di fase 4-DPSK (al DIBIT "00" è associato un salto di fase $\Delta\phi = 45^\circ$; esiste uno schema alternativo che associa al DIBIT "00" un $\Delta\phi = 0^\circ$).

Sequenza dati da trasmettere	BIT	0	0	1	1	1	0	1	1	0	1
Accorpamenti di due BIT	DIBIT	00		11		10		11		01	
Salto di fase corrispondente	$\Delta\phi$	45°		225°		315°		225°		135°	
Fase assoluta del segnale	ϕ	90°		315°		270°		135°		270°	

Non è quindi possibile aumentare indefinitamente il numero dei bit accorpati per aumentare la velocità in una M-PSK, in quanto la separazione tra due fasi contigue, se eccessivamente limitata, diventa insufficiente (a causa di rumori e distorsioni introdotte dalla linea) al loro corretto riconoscimento durante la demodulazione.

Le modulazioni polifase vengono pertanto realizzate ricorrendo solitamente a non più di 8 livelli di fase (modulazione 8-DPSK).

Inoltre (come si può riscontrare dalla figura 15.23), ai livelli di fase adiacenti vengono associati tribit (o dibit) che differiscono tra loro di un solo bit, secondo un metodo di codifica basato sul codice Gray.

Questa scelta rende minimo il numero di bit errati in ricezione, a seguito di un errore nella discriminazione tra fasi adiacenti.

Modulatore 4PSK

Il modulatore 4PSK viene realizzato ricorrendo a due modulatori 2PSK secondo lo schema illustrato in figura 15.25.

Un oscillatore genera una portante (A) a frequenza fissa.

Il segnale (A) entra direttamente senza sfasamenti nel modulatore (2) e, contemporaneamente, sfasato di 90° gradi (segnale B) tramite una rete sfasatrice, entra nel modulatore (1).

I due modulatori vengono comandati rispettivamente dal primo e dal secondo bit che costituiscono i dibit generati da un convertitore seriale/parallelo (costituito da un registro a scorrimento).

Le uscite dei due modulatori vengono sommate dando origine a un segnale 4PSK.

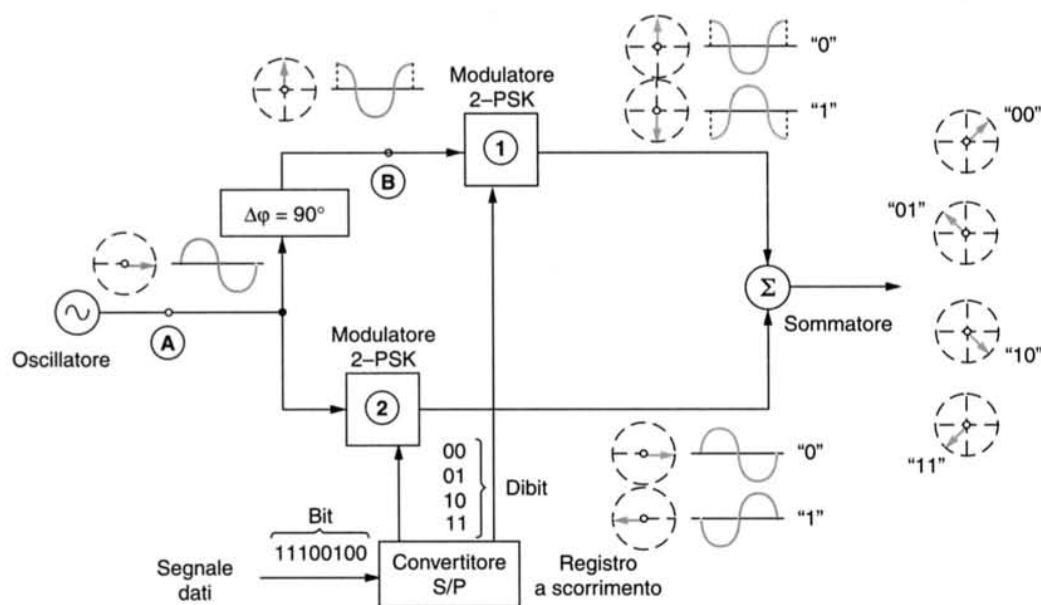


Figura 15.25 Schema a blocchi di un modulatore 4-PSK. In colore sono riportati i diagrammi vettoriali degli spostamenti di fase prodotti dai vari blocchi in funzione dei "DIBIT" in ingresso.

Per esempio, quando l'ingresso del sistema è rappresentato dal dibit "00", la fase del modulatore (1) diventa pari a 90° , la fase del modulatore (2) rimane a 0° , la fase del segnale in uscita dal sommatore vale pertanto 45° ; analogamente per tutte le possibili combinazioni avremo quanto riassunto nella tabella seguente.

dibit in ingresso	sfasamento $\Delta\phi$ introdotto dal modulatore (1)		sfasamento $\Delta\phi$ introdotto dal modulatore (2)		fase del segnale 4PSK
"00"	$\Delta\phi = 0^\circ$	fase = 90°	$\Delta\phi = 0^\circ$	fase = 0°	$\phi = 45^\circ$
"01"	$\Delta\phi = 0^\circ$	fase = 90°	$\Delta\phi = 180^\circ$	fase = 180°	$\phi = 135^\circ$
"11"	$\Delta\phi = 180^\circ$	fase = 270°	$\Delta\phi = 180^\circ$	fase = 180°	$\phi = 225^\circ$
"10"	$\Delta\phi = 180^\circ$	fase = 270°	$\Delta\phi = 0^\circ$	fase = 0°	$\phi = 315^\circ$

Il modulatore così realizzato produce una modulazione differenziale quando la sequenza dei dati viene preventivamente codificata in modo differenziale.

Il modulatore 8PSK si costruisce, in modo analogo, ricorrendo a due modulatori 4PSK, uno dei quali riceve il segnale portante preventivamente sfasato di 45° gradi.

Modem DPSK V.22

La normativa CCITT V.22 definisce le caratteristiche di un modem adatto a trasmissioni su linea commutata con esercizio full-duplex su due fili; poiché la modu-

lazione DPSK è caratterizzata da uno spettro del segnale modulato più compatto rispetto alle modulazioni FSK, le velocità raggiungibili sono più elevate.

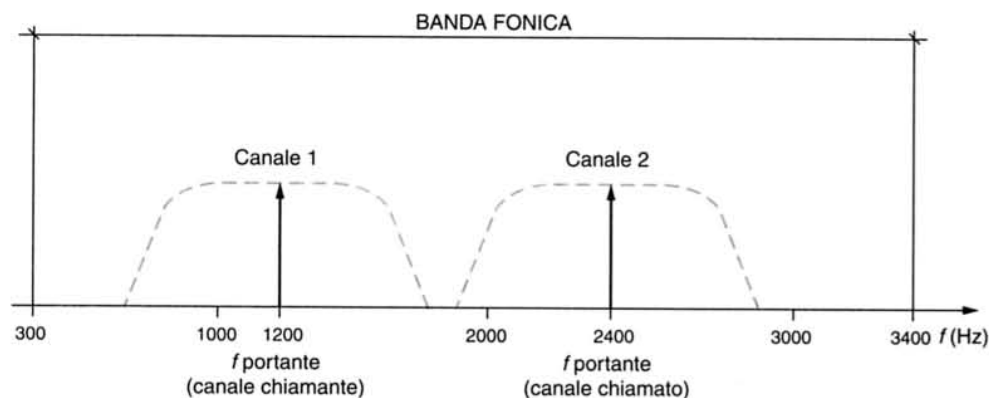


Figura 15.26 Spettro delle frequenze dei canali utilizzati dal modem V.22.

Con riferimento al disegno, i due canali relativi al segnale di andata (chiamante) e al segnale di ritorno (chiamato) utilizzano le due frequenze portanti di (1200 ± 0.5) Hz e (2400 ± 1) hertz.

La velocità di trasmissione è pari a 600 bit/s nel caso in cui a ogni bit della sequenza dati venga associato un salto di fase (rispetto alla fase del bit precedente) del segnale portante che corrisponde ai valori indicati in tabella.

bit	salto di fase (modo I, II, III, IV)	salto di fase (modo V)
0	$\Delta\phi = 90^\circ$	$\Delta\phi = 270^\circ$
1	$\Delta\phi = 270^\circ$	$\Delta\phi = 90^\circ$

Se i bit vengono raggruppati a due a due formando i dibit, la velocità di trasmissione è pari a 1200 bit/s; a ciascun dibit viene fatto corrispondere un salto di fase, rispetto alla fase del dibit precedente, che corrisponde ai seguenti valori.

dibit	salto di fase (modo I, II, III, IV)	salto di fase (modo V)
00	$\Delta\phi = 90^\circ$	$\Delta\phi = 270^\circ$
01	$\Delta\phi = 0^\circ$	$\Delta\phi = 180^\circ$
11	$\Delta\phi = 270^\circ$	$\Delta\phi = 90^\circ$
10	$\Delta\phi = 180^\circ$	$\Delta\phi = 0^\circ$

La velocità di modulazione è comunque pari a 600 baud.

Esistono diverse modalità di funzionamento come illustrato nella tabella seguente.

modo	alternativa A B C	funzionamento
I	* * *	sincrono a 1200 bit/s
II	* *	asincrono a 1200 bit/s
III	* * *	sincrono a 600 bit/s
IV	* *	asincrono a 600 bit/s
V	*	asincrono a 1200 bit/s

Le caratteristiche distintive possono essere riassunte nei seguenti dati:

- tipo di modulazione: DPSK
- velocità di modulazione: 600 baud
- codice di trasmissione: binario/dibit
- velocità di trasmissione: 600 bit/s / 1200 bit/s
- tipo di linea: commutata su due fili (o dedicata)
- tipo di collegamento: punto-punto
- tipo di esercizio: full-duplex
- modalità di trasmissione: sincrona/asincrona.

Modem DPSK V.26

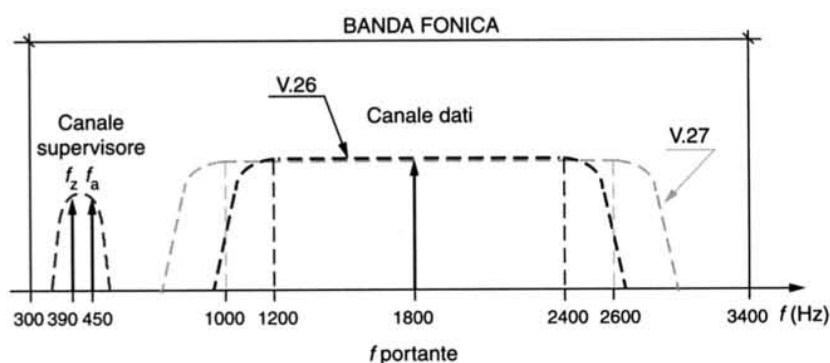
Il modem definito dalla normativa CCITT V.26 lavora a 2400 bit/s su linea dedicata a quattro fili sia punto-punto che multipunto.

La modulazione è di fase differenziale: i bit accoppiati formano un dibit che viene codificato con un salto di fase rispetto alla fase del bit precedente, secondo lo schema seguente.

dibit	salto di fase (alternativa "A")	salto di fase (alternativa "B")
"00"	$\Delta\phi = 0^\circ$	$\Delta\phi = 45^\circ$
"01"	$\Delta\phi = 90^\circ$	$\Delta\phi = 135^\circ$
"11"	$\Delta\phi = 180^\circ$	$\Delta\phi = 225^\circ$
"10"	$\Delta\phi = 270^\circ$	$\Delta\phi = 315^\circ$

Se il modem è dotato di dispositivo di terminazione di rete, può utilizzare un collegamento su rete commutata; analoghe funzioni sono integrate nel modem V.26bis, che prevede inoltre un circuito di equalizzazione per compensare le distorsioni introdotte dalla linea commutata.

Figura 15.27 Spettro delle frequenze dei canali utilizzati dal modem V.26 (e V.27).



Con riferimento al disegno, la frequenza portante è a 1800 (± 1) Hz.

Poiché lo spettro del segnale modulato è compreso tra 1200 e 2400 Hz, è possibile l'uso di un canale opzionale di supervisione a modulazione FSK e velocità di trasmissione pari a 75 baud.

Le caratteristiche distintive possono essere riassunte dai seguenti dati:

- tipo di modulazione: DPSK
- velocità di modulazione: 1200 baud

- codice di trasmissione: dibit
- velocità di trasmissione: 2400 bit/s (per il V.26bis riducibili a 1200 bit/s se la linea è disturbata)
- tipo di linea: dedicata (o commutata per il v.26bis) su due o quattro fili
- tipo di collegamento: punto-punto/multipunto
- tipo di esercizio: full-duplex (su linea a quattro fili)/ (per V.26bis: half duplex su linea a due fili)
- modalità di trasmissione: sincrona.

Modem DPSK V.27

La normativa CCITT V.27 definisce un tipo di modem che utilizza una modulazione su otto livelli mediante l'accorpamento dei bit tre a tre in modo da formare i tribit, a cui sono associati i salti di fase secondo lo schema indicato in tabella.

tribit	salto di fase	tribit	salto di fase
"000"	$\Delta\phi = 0^\circ$	"000"	$\Delta\phi = 180^\circ$
"001"	$\Delta\phi = 45^\circ$	"001"	$\Delta\phi = 225^\circ$
"010"	$\Delta\phi = 90^\circ$	"010"	$\Delta\phi = 270^\circ$
"011"	$\Delta\phi = 135^\circ$	"011"	$\Delta\phi = 315^\circ$

Il dispositivo, il cui canale dati con portante a frequenza pari a 1800 (± 1) Hz ha uno spettro esteso tra i 1000 e i 2600 Hz (figura 15.27), può essere equipaggiato con un canale di supervisione a modulazione FSK con velocità 75 baud (conforme alla norma V.26).

Le caratteristiche distintive possono essere riassunte dai seguenti dati:

- tipo di modulazione: DPSK
- velocità di modulazione: 1600 baud
- codice di trasmissione: tribit
- velocità di trasmissione: 4800 bit/s
- tipo di linea: dedicata
- tipo di collegamento: punto-punto
- tipo di esercizio: half duplex su due fili / full-duplex su quattro fili
- modalità di trasmissione: sincrona.

15.6 Modulazione PSK/QAM

La modulazione **PSK/QAM** (*PSK/Quadrature Amplitude Modulation*: PSK-modulazione di ampiezza in quadratura), spesso indicata semplicemente QAM, viene utilizzata per raggiungere velocità superiori a quelle raggiungibili con le usuali modulazioni DPSK.

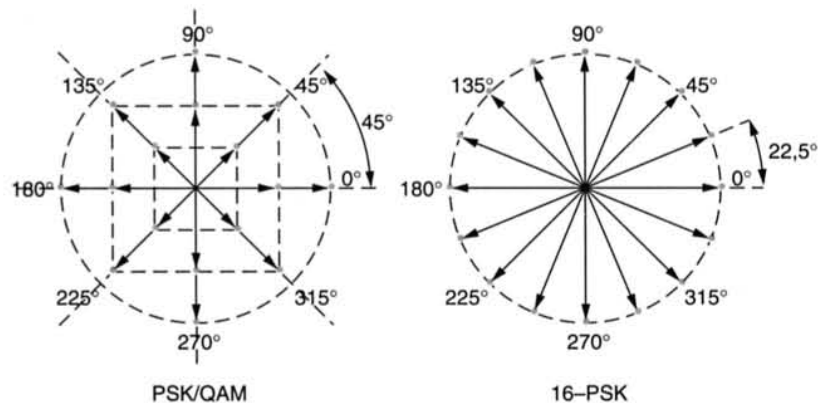
La modulazione DPSK sconsiglia l'uso dei quadribit (raggruppamenti di 4 bit) perché in tal caso, dividendo il piano delle fasi in 16 settori ($2^4 = 16$ livelli), la separazione di due fasi adiacenti (associate a due quadribit) sarebbe di soli $360/16 = 22.5$ gradi e in queste condizioni la demodulazione risulta molto difficoltosa.

La modulazione PSK/QAM supera questo limite ricorrendo a una *modulazione mista di ampiezza e fase*.

Dei quattro bit raggruppati in un quadribit, tre (Q_2, Q_3, Q_4) determinano una modulazione di fase di tipo 8-PSK, il quarto (Q_1) determina l'ampiezza della portante secondo una modulazione ASK.

In tal modo, siccome l'ampiezza del segnale trasmesso non ha un solo valore, punti della rappresentazione vettoriale degli stati non hanno tutti la medesima distanza dall'origine e quindi non giacciono su una stessa circonferenza (come per la modulazione DPSK).

Figura 15.28 Schemi di distribuzione delle fasi per modulazioni secondo la tecnica PSK/QAM (su 16 stati) e 16-PSK (PSK su 16 stati). Il diagramma relativo alla modulazione PSK/QAM è detto costellazione QAM.



La figura 15.28 illustra la disposizione degli stati di modulazione utilizzando la tecnica PSK/QAM.

Questo tipo di diagramma viene definito **costellazione QAM**.

I quattro bit di un generico quadribit definiscono la fase e l'ampiezza del corrispondente punto della costellazione secondo la tabella seguente.

Quadribit						
n. stati	Configurazione binaria				Ampiezza portante	Fase portante
	Q_4	Q_3	Q_2	Q_1		
1	0	0	1	0	3	0°
2				1	5	
3	0	0	0	0	$\sqrt{2}$	45°
4				1	$3\sqrt{2}$	
5	0	1	0	0	3	90°
6				1	5	
7	0	1	1	0	$\sqrt{2}$	135°
8				1	$3\sqrt{2}$	
9	1	1	1	0	3	180°
10				1	5	
11	1	1	0	0	$\sqrt{2}$	225°
12				1	$3\sqrt{2}$	
13	1	0	0	0	3	270°
14				1	5	
15	1	0	1	0	$\sqrt{2}$	315°
16				1	$3\sqrt{2}$	

La figura seguente mostra le costellazioni relative alle modulazioni utilizzate dal modem V.29.

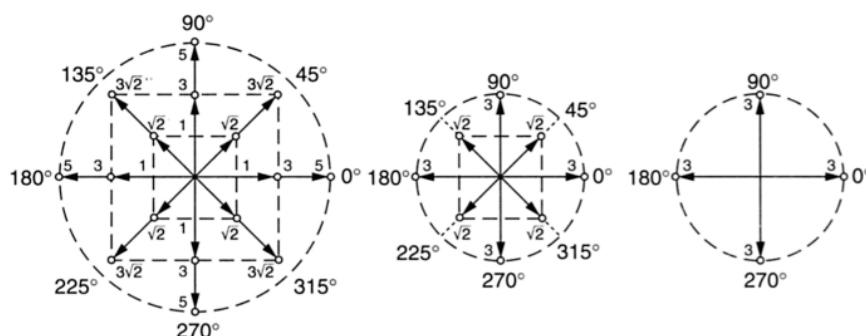


Figura 15.29 Costellazioni (diagrammi) di modulazione PSK/QAM utilizzati dal modem V.29: (a) costellazioni per velocità di trasmissione $v_{TR} = 9600$ bit/s; (b) costellazione per $v_{TR} = 7200$ bit/s (8 stati di modulazione); (c) costellazione per $v_{TR} = 4800$ bit/s (4 stati di modulazione).

Si può notare come, volendo trasmettere a velocità minori, si utilizzano accorpamenti di tre bit (o due bit), ponendo sempre $Q_1 = 0$ (o $Q_1 = Q_2 = 0$); in tal caso le ampiezze utilizzate sono due (o una).

Attorno a ogni stato di modulazione è possibile individuare una zona, detta **area di decisione**, in cui lo stato viene riconosciuto correttamente anche se differisce in ampiezza e fase rispetto alla sua posizione nominale.

Quando degli eventuali rumori e distorsioni presenti sulla linea provocano lo spostamento del punto di modulazione, portandolo fuori dall'area di decisione, l'informazione associata non viene correttamente riconosciuta.

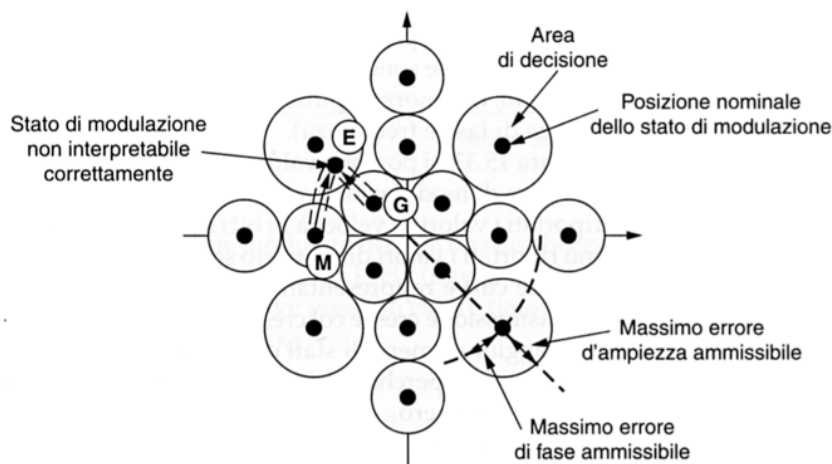


Figura 15.30 Aree di decisione relative a un diagramma di modulazione PSK/QAM.

Con riferimento alla figura 15.30, lo stato di modulazione (E) che verrà interpretato in modo errato, può essere dovuto sia a uno spostamento (distorsione d'ampiezza) del punto (G) sia allo spostamento (distorsione di fase) del punto (M).

La modulazione PSK/QAM separa i punti di modulazione maggiormente di quanto non sia possibile con una DPSK. Le aree di decisione più estese permettono una maggiore resistenza ai disturbi di linea.

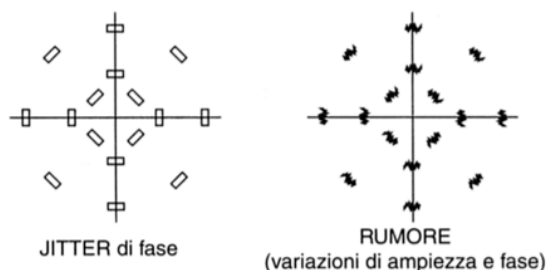


Figura 15.31 Effetto che i disturbi hanno sul diagramma di modulazione.

La figura 15.32 riporta l'effetto che i disturbi possono avere su di una modulazione QAM. Il segnale, a causa delle modulazioni spurie "sfarfalla" attor-

no alla sua posizione corretta, così si determina una variazione della posizione dei punti di transizione del segnale numerico, tanto più marcata quanto più è elevata la velocità di trasmissione (e quindi breve la durata del singolo bit).

Il termine *Jitter* sta a indicare le modulazioni di fase spurie, intrinseche al sistema trasmissivo.

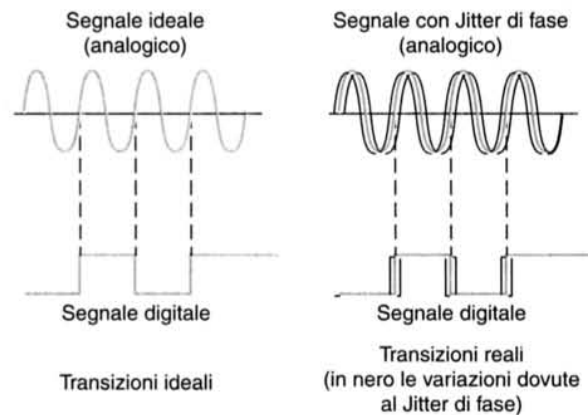


Figura 15.32 Jitter di fase.

Il Jitter di fase è principalmente dovuto al non perfetto livellamento delle tensioni di alimentazione delle apparecchiature e all'instabilità in frequenza dei segnali portanti (in special modo per i sistemi FDM).

Altre cause di modulazioni spurie sono dovute alla presenza di segnali additivi quali: il rumore di fondo, il rumore impulsivo e la diafonia (che comportano variazioni di ampiezza di fase e frequenza).

Con riferimento alla figura 15.33, si possono valutare le differenti velocità ottenibili a seconda della tecnica di modulazione adottata.

Sull'ordinata sono riportati i valori di velocità in bit/s per 1 Hz di banda disponibile, in ascissa sono riportati i valori di rapporto segnale/rumore (per un prefissato tasso d'errore). Le curve rappresentano le diverse tecniche di modulazione: la velocità di trasmissione cresce col crescere del numero degli stati di modulazione, ma un maggior numero di stati di modulazione richiede un più alto rapporto segnale/rumore, perché la separazione tra gli stati diminuisce man mano essi crescono di numero.

La massima velocità raggiungibile è definita dalla curva limite teorica fornita dal teorema di Shannon.

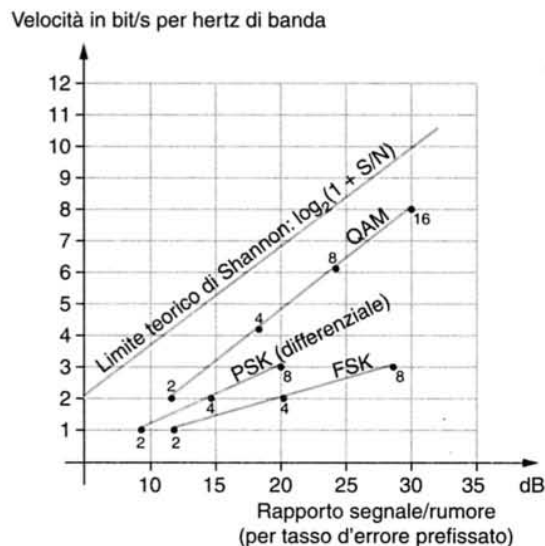


Figura 15.33 Confronto tra le differenti tecniche di modulazione con numero di stati di modulazione pari a 2, 4, 8 e 16.

Modem QAM V.29

La normativa CCITT V.29 definisce un tipo di modem che trasmette usando una codifica multilivello su quattro bit per rete dedicata su quattro fili.

La velocità di modulazione raggiungibile, pari a 2400 baud, permette una velocità di trasmissione di:

$$v_{tr} = 2400 \text{ [baud]} \cdot 4 \text{ [bit accorpati in un quadrit]} = 9600 \text{ bit/s}$$

L'elevata velocità di trasmissione rende opportuno l'impiego di un equalizzatore adattativo automatico (impiegato su linee telefoniche di qualità speciale, vedi volume 2, cap. 7).

Il modem, che dispone di due velocità di riserva (7200 e 4800 bit/s) può includere un multiplexer che combini le velocità di trasmissione.

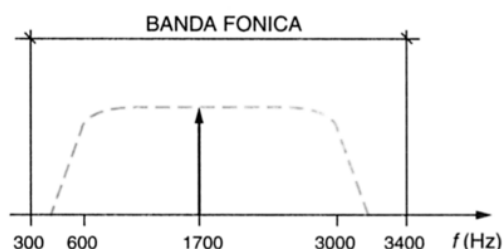


Figura 15.34 Spettro delle frequenze del canale utilizzato dal modem V.29.

Lo spettro del segnale modulato occupa una larghezza di banda di 2400 Hz, con portante di frequenza 1700 (± 1) Hz (figura 15.34).

Le caratteristiche distintive possono essere riassunte nei seguenti dati:

- tipo di modulazione: QAM
- codice di trasmissione: quadrit
- velocità di modulazione: 2400 baud
- velocità di trasmissione: 9600 bit/s (velocità di riserva: 7200/4800 bit/s)
- tipo di linea: dedicata (su quattro fili)
- tipo di collegamento: punto-punto
- tipo di esercizio: full-duplex
- modalità di trasmissione: sincrona.

Modem QAM V.32

La normativa ITU-T (ex CCITT) V. 32 definisce un modem con modalità sincrona su linea commutata (o dedicata) con collegamenti punto-punto e tipo di esercizio full-duplex.

Come nello standard V.29, la portante è 1700 (± 1) Hz, la modulazione è di tipo QAM su 16 livelli, con una velocità di 2400 baud che permette una velocità di trasmissione massima di 9600 bit/s (2400 baud \cdot 4 bit/livello); lo standard fissa anche la velocità alternativa di 4800 bps (oltre a una velocità pari a 2400 bit/s basata sullo standard V.22ter).

Rispetto al V.29, il V.32 implementa due tecnologie innovative: la **codifica trellis** e la **soppressione d'eco**.

La codifica trellis

La codifica trellis assicura una più elevata immunità da rumore e un conseguente minor tasso d'errore aumentando la ridondanza della trasmissione.

Con la **codifica trellis** si crea un livello generico aggiungendo ai quattro bit d'informazione (che compongono un baud QAM) un quinto bit ridondante, generato da un codificatore di convoluzione (vedi codici di convoluzione).

Si ottiene in tal modo quella che viene definita **modulazione TCM** (*Trellis Coded Modulation*: modulazione a codifica trellis) caratterizzata da una costellazione di 32 livelli ($32 = 2^{4+1}$) invece della corrispondente modulazione QAM con costellazione su 16 livelli ($16 = 2^4$).

Il bit di ridondanza aggiunto ai quattro bit d'informazione permette la correzione degli errori in ricezione.

In figura 15.35 è riportata la costellazione a 16 posizioni (o livelli) ottenuta con baud di quattro bit per modulazione QAM e la corrispondente costellazione TCM a 32 posizioni con baud di 5 bit (4 bit d'informazione e 1 di ridondanza).

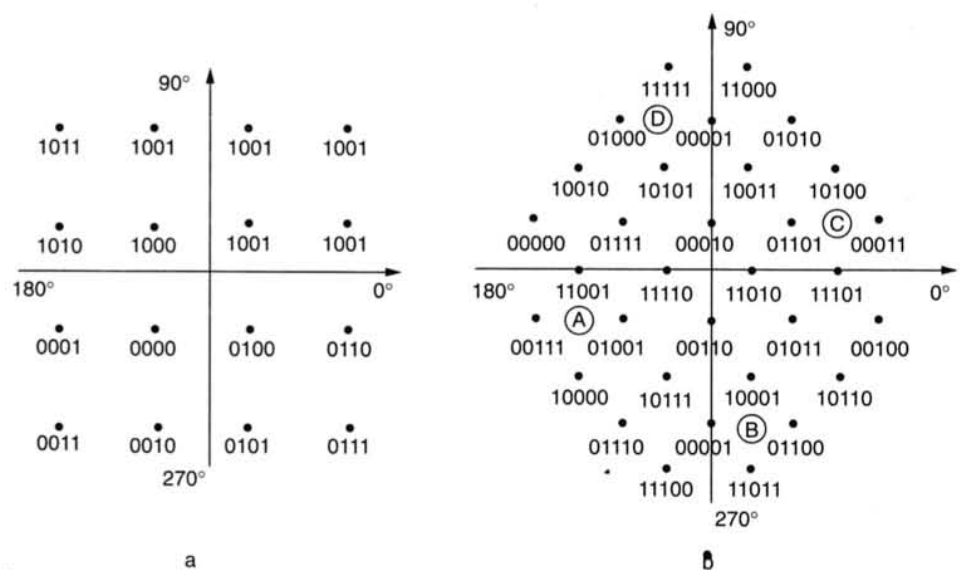


Figura 15.35 Costellazione dei livelli (o simboli) utilizzati dal modem V.32: (a) con codifica non ridondante; (b) con codifica ridondante tramite codice trellis (gli stati A = 00, B = 01, C = 11, D = 10 vengono utilizzati per la velocità 4800 bit/s).

Cancellazione d'eco

Lo standard V.32 ha introdotto l'uso di tecnologie digitali per l'elaborazione del segnale (DSP) che rendono possibile la cancellazione d'eco e conseguentemente l'esercizio in modalità full-duplex su linea a due fili.

Utilizzando circuiti integrati dedicati, al segnale che si sta ricevendo viene sommata una replica invertita del segnale che si sta trasmettendo.

In tal modo entrambi i modem possono usare contemporaneamente la medesima portante e la stessa tecnica di modulazione: i due segnali presenti contemporaneamente sulla linea (linea a due fili) possono essere separati nella sezione ricevente di ciascun modem.

Modem V.32bis

Lo standard V.32bis differisce da V.32 perché impiega 128 livelli (6 bit di dati più un bit ridondante).

Mantenendo la stessa velocità di modulazione di 2500 baud, garantisce una velocità di trasmissione massima pari a 1440 bit/s ($2400 \text{ baud} \cdot 6 \text{ bit/livello}$).

Ulteriore peculiarità dello standard è la capacità degli apparati di aumentare la velocità di trasmissione (*automatic fall forward*) e non solo diminuirla (*fall back*) in relazione alle temporanee caratteristiche qualitative della linea trasmissiva.

Modem V.34

L'ITU-T V.34 è il più recente standard per apparati progettati per reti telefoniche commutate analogiche.

I modem V.34 sono ottimizzati per collegamenti "convenzionali" in cui entrambe le terminazioni della connessione alla rete telefonica sono analogiche (vedi al riguardo il paragrafo relativo ai modem V.90).

Lo standard impiega una serie di procedure innovative come: la codifica non lineare (per contrastare effetti di non linearità quali la distorsione armonica e d'ampiezza), la codifica multidimensionale (che fa ricorso a più di un bit di ridondanza), il completo sfruttamento della banda disponibile (si utilizzano intensamente le porzioni laterali della banda dove la distorsione di fase e d'ampiezza risulterebbero deleterie se non compensate) per conseguire decisivi aumenti della velocità di trasmissione.

Nella progettazione si è inoltre tenuto attentamente conto del fatto che il miglioramento della rete telefonica ha reso disponibile una maggiore larghezza di banda rispetto ai canonici $300 \div 3400 \text{ Hz}$.

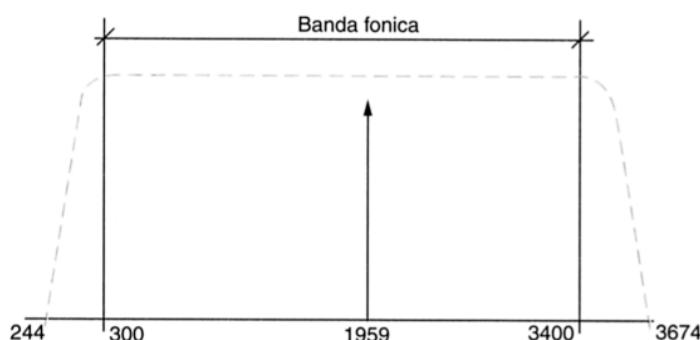


Figura 15.36 Spettro delle frequenze del canale utilizzate dal modem V.34.

Durante le fasi preliminari della trasmissione, un modem V.34 esegue dei test sulla qualità della linea (valori di distorsione d'ampiezza e fase) con cui tara i circuiti equalizzatori adattativi; in seguito, durante la trasmissione, continua ad adattare la velocità di trasmissione alle situazioni contingenti (livello del rumore e larghezza di banda utilizzabile).

Con una portante a 1959 Hz, al massimo delle sue prestazioni (teoriche), lo standard V.34 raggiunge velocità di modulazione di 3429 baud, lo spettro del segnale copre una banda compresa tra 244 Hz e 3674 Hz, la velocità di trasmissione è pari a 33.6 kbit/s (con 10.7 bit per simbolo).

Modem V.90

Le procedure e le tecniche su cui sono basati i modem V.34 partono dall'assunto che entrambe le terminazioni del collegamento realizzato tramite PSTN (rete telefonica commutata pubblica) siano analogiche, come schematizzato nella figura 15.37.

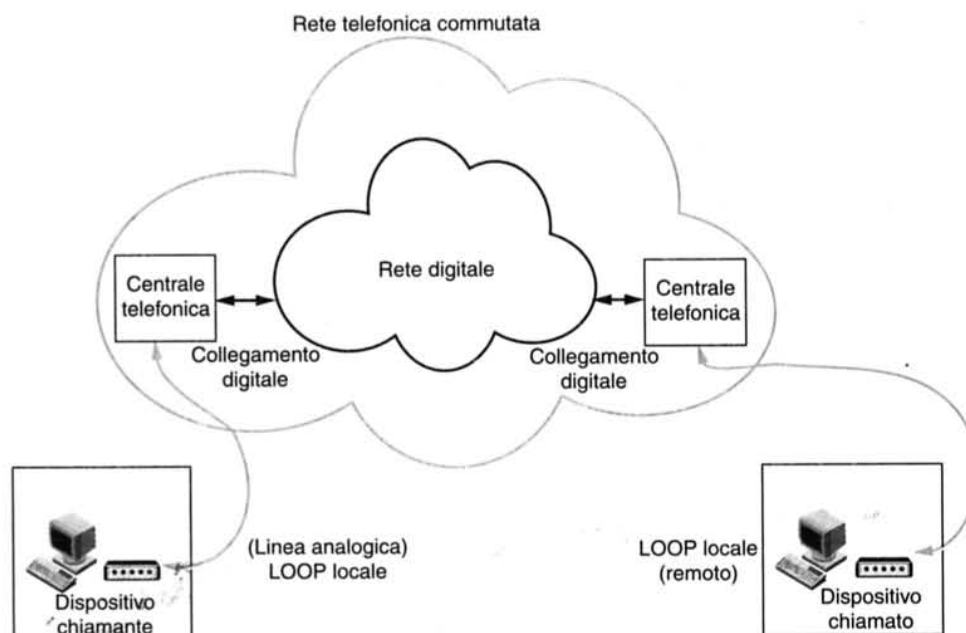


Figura 15.37 Tradizionale collegamento tra 2DCE realizzato secondo lo standard V.34: la rete telefonica è "vista" come interamente analogica.

In altri termini lo standard V.34 vede l'intera rete telefonica come analogica a dispetto del fatto che in gran parte sia basata su tecnologie digitali.

Con questo assunto V.34 considera il segnale (sia ricevuto sia trasmesso) affetto da rumore di quantizzazione, cioè il rumore prodotto durante la conversione analogico-digitale attuata dai DAC delle porzioni digitali della rete.

La figura 15.38 chiarisce la situazione; un segnale analogico (modulato QAM):

1. dopo aver percorso il loop locale (cioè il tratto di doppino telefonico che unisce l'utente alla prima centrale telefonica) viene digitalizzato (trasformato cioè in un segnale PCM);
2. viene poi inoltrato a destinazione dalla rete telefonica completamente digitalizzata;
3. è quindi riconvertito in forma analogica prima di essere messo sul loop locale che connette alla rete l'utente destinatario remoto.

Lungo questo percorso il rumore introdotto è prevalentemente (non unicamente) costituito dal rumore di quantizzazione del convertitore DAC.

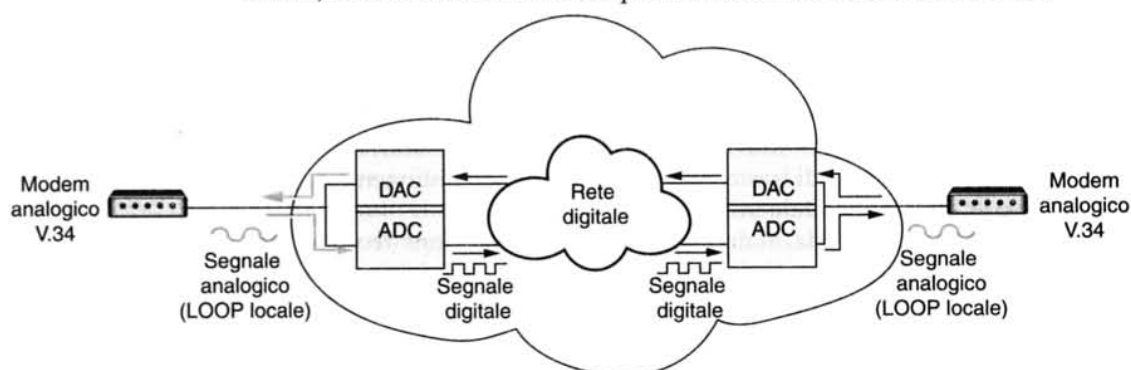


Figura 15.38 Tipica connessione secondo lo standard V.34.

Per migliorare le prestazioni che con lo standard V.34 avevano raggiunto i loro limiti teorici, i maggiori produttori riuniti in due consorzi concorrenti hanno rivoluzionato l'approccio al problema, focalizzando la loro attenzione su tre punti fondamentali:

- la maggior parte di utenti utilizza modem e rete telefonica per connettersi a un ISP (fornitore di accesso a Internet), quindi statisticamente il flusso di

dati non è simmetrico: il flusso di dati verso l'utente (costituito dai file provenienti dalla rete) è più intenso del flusso verso la rete (costituito essenzialmente dai comandi dell'utente);

- il segnale diretto all'utente è stato generato come segnale dati (non come segnale analogico successivamente digitalizzato), quindi non è affetto da rumore di quantizzazione;
- i modem V.34, anche se tecnologicamente molto progrediti ed efficienti, non sono comunque in grado di sfruttare la larghezza di banda che diventa disponibile quando una terminazione del collegamento è totalmente digitale, cioè quando in una direzione non c'è stata alcuna conversione A/D.

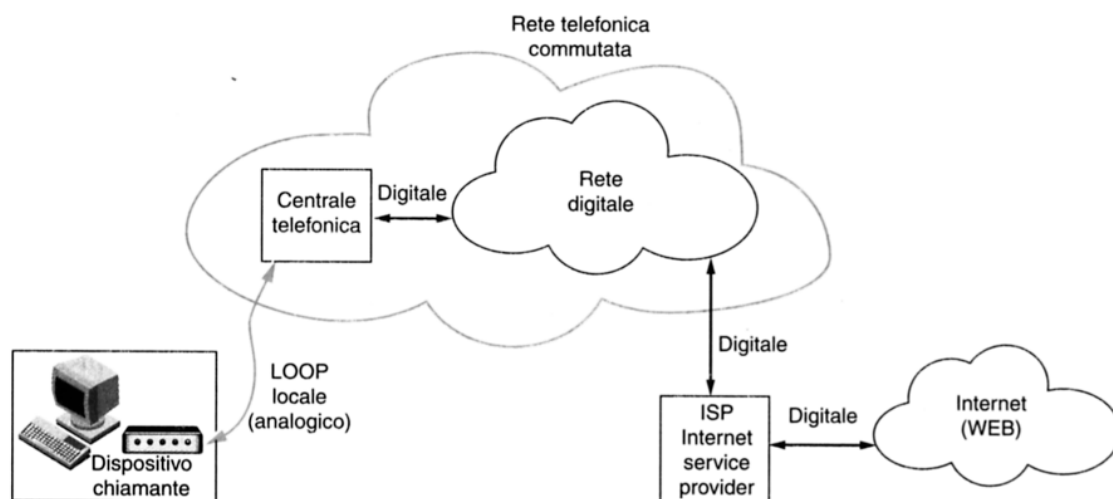
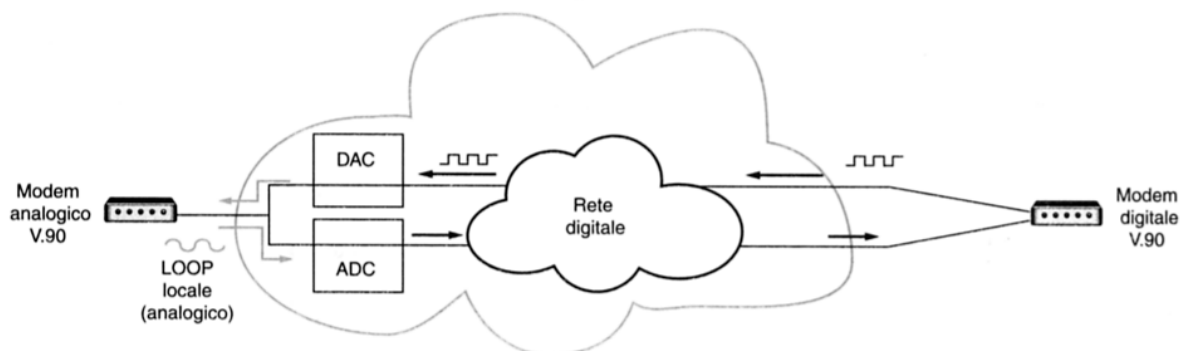


Figura 15.39 Schema di connessione tra DTE e ISP: l'unico collegamento analogico è il loop locale (collegamento tra utente alla rete telefonica).

Su queste premesse sono stati sviluppati standard industriali per modem analogici *asimmetrici*, cioè caratterizzati dalla capacità di ricevere dati (downstream) alla velocità di 56 kbit/s, pur mantenendo il limite in trasmissione di 33,4 kbit/s (upstream) tipici dello standard V.34. La figura 15.40 chiarisce come avviene una connessione asimmetrica di questo tipo:

1. il "server" (sorgente di segnale dati) stabilisce con la rete telefonica un collegamento puramente digitale, il segnale nel modem digitale non subisce una conversione analogico-digitale ma solo una manipolazione che lo adatta al codice PCM (usato sulla rete telefonica);
2. il segnale PCM viene convertito in segnale analogico e trasmesso sul loop locale verso il modem analogico;
3. il DCE destinatario ricostruisce il codice PCM dal segnale analogico ricevuto ed estrae l'informazione che il server gli ha spedito.

Figura 15.40 Connessione secondo lo standard V.90.



In ricezione, l'altissima velocità è ottenuta grazie al fatto che non esiste il rumore di quantizzazione: la sorgente digitale non modula il segnale (come fan-

no i modem analogici) ma li codifica con una modulazione in banda base (modem digitali).

In trasmissione, essendo presente il rumore di quantizzazione, V.90 coincide con V.34, e ne replica fedelmente le prestazioni.

Complessivamente l'efficienza di un modem basato su questa tecnologia migliora in senso assoluto, poiché l'aumento di velocità è a vantaggio della direzione con le esigenze più onerose (downstream).

Poiché il codice PCM usato sulla rete telefonica prevede una velocità di 8000 baud con 8 bit per livello, ci si potrebbe attendere una velocità pari a 64 Kbps ($8000 \text{ [baud]} \cdot 8 \text{ [bit accorpati in un baud]} = 64 \text{ [Kbps]}$) analoga a quella delle linee digitali ISDN.

Esistono d'altronde tre aspetti che limitano la velocità di trasmissione a 54 Kbps:

1. anche se il percorso considerato risulta notevolmente migliore per l'assenza di convertitori ADC, un certo livello di rumore viene comunque introdotto dal convertitore DAC e dal loop locale (ovvero la parte di rete analogica dal lato utente), che enfatizza il livello di rumore introducendo distorsioni di non linearità e fenomeni di *crosstalk*;
2. i convertitori DAC di rete hanno caratteristica non lineare (vedi capitolo 8): i codici (o livelli) PCM vicini allo zero producono in uscita dal DAC livelli di segnale troppo limitati per poter essere utilizzati su linea rumorosa;
3. l'impraticabilità di usare tutti i livelli disponibili con il PCM.

Normalmente risulta impraticabile utilizzare tutti i 256 possibili livelli ($2^{8 \text{ [bit per simbolo]}} = 256 \text{ livelli}$), si utilizzano invece dei "set" ridotti di codice PCM che non utilizzano i livelli più sensibili al rumore.

Per esempio, con 128 livelli impiegati si raggiungono velocità pari a 56K, con 92 livelli la velocità è di 52K: un minor numero di livelli impiegati rende la trasmissione meno sensibile al rumore, ma diminuisce il bit rate (la velocità di trasmissione dell'informazione).

Come precedente accennato, queste tecnologie sono state sviluppate da due consorzi industriali concorrenti, che hanno commercializzato due standard proprietari simili ma incompatibili: il **X2** (di 3Com) e il **56Kflex** (di Rockwell e Lucent). Con un atteso accordo raggiunto in ambito ITU il 6 febbraio 1998, i due standard proprietari sono "confluiti" e ufficializzati nello standard ITU-T-V.90.

Attualmente, tutti i più importanti IPS stanno migrando verso lo standard V.90 dagli standard precedentemente supportati, per cui è possibile tracciare la seguente tabella di compatibilità.

Tipologia di Server					
Tipologia di CLIENT		X2	K56flex	V.34	V.90
	X2	56 kbit/s	V.34	V.34	V.34
	K56flex	V.34	56 kbit/s	V.34	V.34
	V.34	V.34	V.34	V.34	V.90
	V.90	V.34	V.34	V.34	56 kbit/s

Lo standard V.90 potrebbe essere lo standard "definitivo" per modem analogici, e comunque rimarrà il modo più efficiente per collegarsi a Internet a di-

sposizione dei milioni di utenti ("periferici") per i quali le compagnie telefoniche non avranno convenienza a fornire collegamenti a maggiore larghezza di banda (quali quelli basati ad esempio sulla tecnologia DSL).

15.7 Modem fonico: struttura

Le operazioni svolte da un modem in banda fonica sono principalmente le seguenti:

- trasforma un segnale numerico proveniente dal DTE in un segnale analogico che può essere trasmesso tramite l'usuale linea telefonica;
- trasforma un segnale analogico ricevuto tramite la linea telefonica in un segnale numerico adatto al DTE;
- si occupa della gestione dei circuiti di comando e controllo dell'interfaccia;
- espleta un numero variabile di funzioni opzionali.

La struttura di un modem fonico può essere pertanto scomposta in una serie di blocchi funzionali che ne rendono agevole l'analisi.

A tal scopo la figura 15.41 riporta lo schema a blocchi semplificato di un modem in banda fonica.

Catena di trasmissione

La catena di trasmissione si occupa di adattare il segnale dati, proveniente dai circuiti di interfaccia, alla linea telefonica ed è costituita da modulatore, filtro, attenuatore, forchetta telefonica e traslatore.

- **Modulatore:** la riduzione della banda del segnale dati a un valore minore di 3100 Hz (1550 Hz per sistemi a doppia banda laterale) e la sua rilocalizzazione all'interno della banda 300÷3400 Hz vengono eseguite da un blocco modulatore, costituito da appositi circuiti integrati.

In funzione delle velocità di trasmissione richieste, il modulatore utilizza tecniche FSK (basse velocità), PSK o QAM (medie e alte velocità di trasmissione).

- **Filtro:** a valle del blocco modulatore la catena di trasmissione presenta un filtro per eliminare i prodotti della modulazione indesiderati (modulazioni spurie e lobi fuori banda) e sagomare in modo efficiente lo spettro del segnale da trasmettere.
- **Amplificatore/Attenuatore variabile:** a valle del filtro è posto un blocco di attenuazione/amplificazione variabile, con lo scopo di variare il livello del segnale in modo da renderlo il più adatto possibile alla trasmissione, nel rispetto dei valori limite specificati dal CCITT.
- **Traslatore/Forchetta telefonica:** l'ultimo blocco della catena di trasmissione, in comune con la catena di ricezione, è costituito dalla forchetta telefonica e dal traslatore.

La forchetta telefonica permette la separazione delle due direzioni di comunicazione, inviando lungo la linea telefonica il segnale in trasmissione (proveniente dalla catena di trasmissione) e lungo la catena di ricezione il segnale in ricezione (proveniente dalla linea), come già affrontato nel capitolo 10.

Il traslatore assicura il disaccoppiamento galvanico tra il dispositivo DTE e la linea telefonica (in ottemperanza a quanto richiesto dalle normative CCITT).

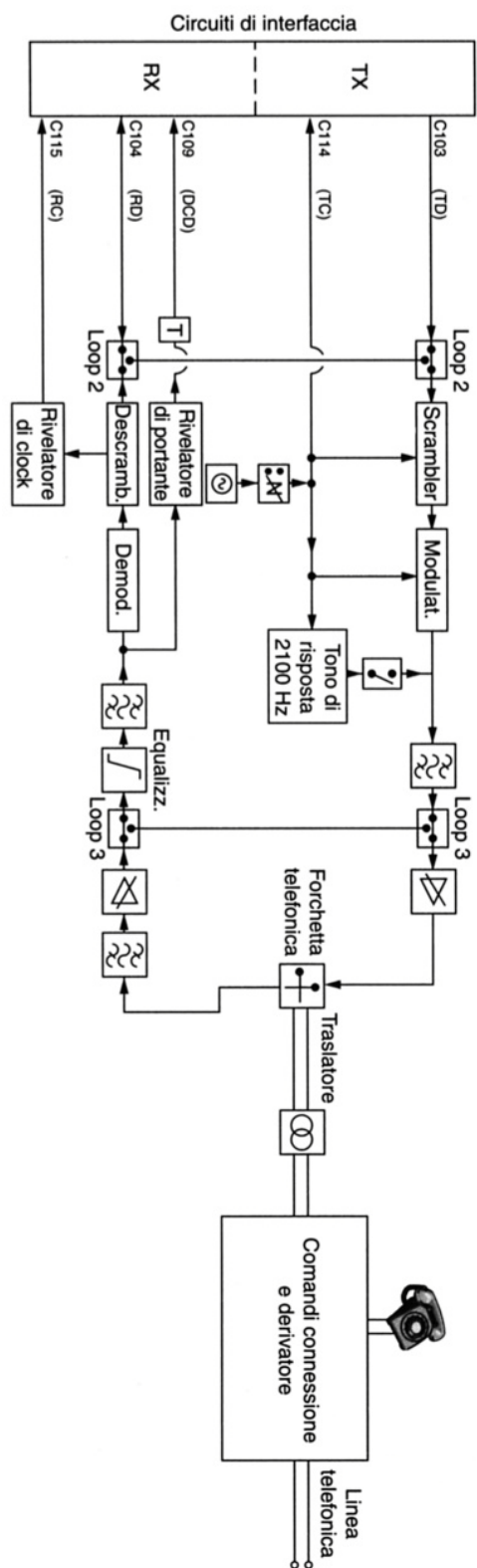


Figura 15.41 Schema a blocchi semplificato di modem fonico.

Catena di ricezione

La catena di ricezione si occupa di convertire il segnale analogico, in arrivo dalla linea telefonica, in un segnale digitale binario da inviare al DTE.

Seguendo la direzione del segnale ricevuto dalla linea telefonica, la catena di ricezione risulta composta da: traslatore, forchetta telefonica, amplificatore, equalizzatore, filtro e demodulatore.

■ **Filtro:** il segnale proveniente dalla linea telefonica viene filtrato per eliminare tutte le componenti spettrali che, situate al di fuori della banda fonica, sono sicuramente dovute a disturbi di linea e sono pertanto prive di contenuto informativo.

■ **Amplificatore a guadagno variabile:** l'amplificatore a guadagno variabile compensa l'attenuazione introdotta dalla linea, restituendo al segnale ricevuto una dinamica sufficiente allo svolgimento delle operazioni successive.

■ **Equalizzatore:** il segnale proveniente dalla linea, in funzione delle attenuazioni e distorsioni introdotte, ha una forma diversa da quella originaria.

I dispositivi equalizzatori vengono utilizzati per eliminare (o limitare) le distorsioni di linea: il sistema complessivo *linea/equalizzatore* deve rispettare le condizioni di non distorsione di fase e d'ampiezza.

Poiché la linea telefonica, essendo una linea commutata, ha caratteristiche non prevedibili (la connessione tra due utenti segue un percorso diverso a seconda del traffico sulla rete) gli equalizzatori migliori sono quelli *adattativi*, che possono cioè variare dinamicamente la propria azione, adattandola alla particolare situazione del collegamento.

Circuiti di codifica: SCRAMBLER

Quando il segnale dati contiene lunghe sequenze di bit con configurazioni ripetitive, il segnale modulato presenta delle caratteristiche particolari: ha poche transizioni che si presentano in modo ripetitivo e ciò crea problemi di sincronismo; inoltre il suo spettro è concentrato su poche frequenze ad alta energia: ciò può provocare, in trasmissione, disturbi sui canali adiacenti.

Questo genere di problemi viene risolto inserendo nella catena di trasmissione, prima del modulatore, un codificatore noto come *scrambler*.

La codifica effettuata sui bit del segnale dati elimina le sequenze ripetitive, o più precisamente le trasforma in sequenze che si ripetono con periodo così lungo da risultare sequenze pseudocasuali.

Lo spettro del segnale in tal modo risulta più uniformemente distribuito su una più ampia gamma di frequenze.

Allo scrambler inserito nella catena di trasmissione corrisponderà ovviamente un *descrambler* nella catena di ricezione, cioè un dispositivo decodificatore che ricostruisce, sulla base della sequenza in uscita dal demodulatore, la sequenza di bit del segnale dati originario.

Lo scrambler è costituito da un registro a scorrimento, comandato dal segnale di clock, controreazionato da una rete combinatoria di EX-OR, di complessità variabile.

Circuito di temporizzazione

I modem che funzionano utilizzando modulazioni multilivello associano a ogni stato di modulazione una particolare configurazione di un gruppo di n bit, pertanto devono poter effettuare il conteggio dei bit utilizzando una temporizzazione comune con il DTE.

Una necessità analoga si presenta per i modem che utilizzano una codifica differenziale, con la quale un bit impone un particolare stato di modulazione in funzione del bit precedente: ogni bit deve essere rigidamente definito e letto nel proprio intervallo di tempo.

I modem di questo tipo, definiti *modem sincroni*, sono meno sensibili alla distorsione e ai disturbi che possono caratterizzare il segnale da demodulare: il valore del bit viene deciso nell'istante più favorevole, cioè al centro del bit, dove la distorsione è meno probabile.

La sorgente di temporizzazione (oltre che nel DCE, come in figura 15.41, collegato al circuito d'interfaccia C114, può trovarsi nel DTE) è costituita da un oscillatore (quarzato) e da una catena di divisione che fornisce un segnale di clock con frequenza pari alla velocità di trasmissione.

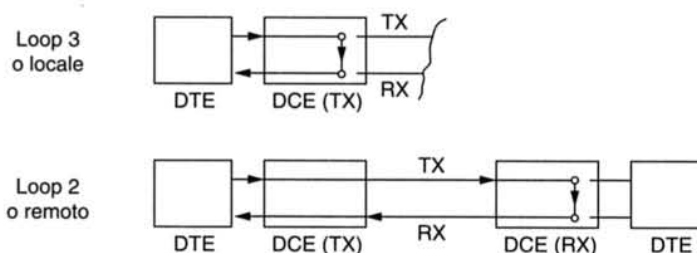
In ricezione la temporizzazione è fornita da appositi circuiti che utilizzano lo stesso segnale di clock dopo averlo "corretto" sfruttando le transizioni presenti nel segnale ricevuto (utilizzate dal blocco *rivelatore di clock*).

Circuiti diagnostici

Per poter effettuare verifiche e collaudi sul sistema di trasmissione dati, all'interno dei modem sono previsti dei **loop**, cioè dei percorsi alternativi rispetto a quello che i dati seguono nel normale funzionamento.

I loop indicati in figura 15.42 permettono di sezionare il collegamento all'interno del DCE trasmittente (loop 3) e all'interno del DCE ricevente (loop 2).

Figura 15.42 Schema di principio del collegamento effettuato attivando rispettivamente il loop 3 o il loop 2.



Attivando il loop 3 (o loop locale) i dati provenienti dal DTE attraversano tutta la catena di trasmissione (vengono in sequenza codificati dallo scrambler, modulati e filtrati), ma prima di essere inviati sulla linea telefonica, vengono bypassati (deviati) sulla catena di ricezione che li riinvia al DTE, dopo averli in sequenza equalizzati, filtrati, demodulati e decodificati.

Il DTE, confrontando le due sequenze dati (trasmessi e ricevuti) controlla il corretto funzionamento del DCE.

Attivando il loop 2 (remoto) sul DTE ricevente, i dati attraversano il DCE trasmittente, percorrono la linea di trasmissione, attraversano la catena di ricezione del DTE ricevente, ma prima di arrivare al DTE ricevente vengono "bypassati" sulla catena trasmittente, da questa vengono inviati alla linea di trasmissione che percorrono fino a tornare al DCE trasmittente, e da qui al DTE da cui erano partiti.

Questo loop (che può essere eseguito solo in modalità full duplex) permette di effettuare un controllo sulla funzionalità dell'intera rete di trasmissione.

Circuiti di comando, controllo e di servizio

Nello schema a blocchi di figura 15.42, per migliorare la leggibilità del disegno sono stati volutamente omessi alcuni blocchi relativi ai circuiti di comando, di controllo e di servizio.

In realtà questi circuiti svolgono varie funzioni tra cui:

- rilevazione della portante in linea,
- selezione della velocità di trasmissione,
- selezione della frequenza del canale di trasmissione,
- alimentazione,
- connessione e disconnessione automatica dalla linea,
- selezione del tipo di esercizio.

Queste funzioni sono importanti per l'effettivo funzionamento del dispositivo ma non direttamente collegate con l'essenza del suo funzionamento e per essere trattate in maniera completa richiederebbero un livello di approfondimento che esula dagli scopi di questo capitolo.

15.8 Tecniche di modulazione in banda base DD

Quando il collegamento tra due DTE avviene tramite un collegamento diretto (linea dedicata priva di dispositivi di moltiplicazione in frequenza) risultano particolarmente adatti quei DCE che non effettuano limitazioni e traslazioni di banda del segnale, ma semplicemente, tramite una opportuna codifica, modificano la conformazione dello spettro del segnale dati.

Le modifiche dello spettro consistono nelle seguenti operazioni:

- eliminazione della componente continua (per ottenere uno spettro nullo alla frequenza $f = 0$ e per le frequenze molto basse); il transito sulla linea di questa componente risulterebbe infatti incompatibile con l'impiego di apparati traslatori (trasformatori) che separano galvanicamente l'apparato DCE dalla linea e con la telealimentazione dei dispositivi di rigenerazione di linea;
- inserimento di una specifica componente spettrale che rappresenta un segnale di clock; questo segnale di clock inserito nel segnale dati deve essere trasmesso al DCE ricevente che lo usa per la temporizzazione;
- evitare che lo spettro risulti caratterizzato da poche frequenze ad alta energia; questa situazione, che si verifica quando il segnale dati è composto da lunghe sequenze di "1" o "0", può far perdere il sincronismo tra circuiti di trasmissione e circuiti di ricezione.

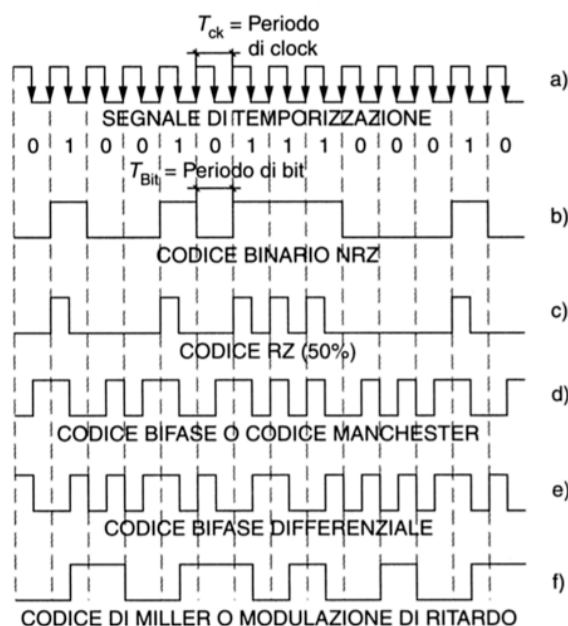


Figura 15.43 Rappresentazione dei segnali in banda base ottenuti utilizzando i codici più noti a partire da una sequenza digitale (segnale NRZ).

Sulla base della rappresentazione di figura 15.43 è possibile effettuare un confronto tra i segnali in banda base ottenuti con l'uso delle più comuni codifiche.

Codice NRZ

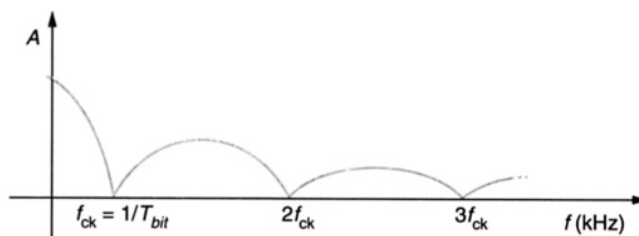
Il codice **NRZ** (*Not Return To Zero*: senza ritorno allo zero) è un codice su due livelli in cui ciascuno dei due valori logici viene fatto corrispondere a un livello di tensione del segnale.

Il livello di tensione associato al bit viene mantenuto per tutto il tempo di durata dello stesso bit: la durata del livello è pari a un periodo di clock; la transizione di stato avviene in corrispondenza del fronte di salita (fronte positivo) del segnale di clock.

Il codice NRZ corrisponde al *codice di base binario* (per esempio per i dispositivi integrati TTL i due livelli corrispondono a 0 e 5 V): un segnale NRZ è pertanto la sequenza binaria generata dalle sorgenti numeriche.

Il segnale NRZ risulta inadatto a essere trasmesso direttamente: analizzando il suo spettro, si può notare che ha una componente continua non nulla.

Figura 15.44 Spettro di un segnale con codifica NRZ.



La componente continua dello spettro di un segnale corrisponde infatti al suo valore medio: per esempio, un segnale NRZ di ampiezza A costituito da una sequenza di "1" e "0" alternati, ha un valor medio pari ad $A/2$ (solo se costituito da una improbabile sequenza di soli "0" ha valor medio uguale a zero, mentre un'altrettanto improbabile sequenza di soli "1" ha valore medio uguale ad A).

Si può notare inoltre come nello spettro sia assente la frequenza di clock (f_{ck}): in un segnale NRZ in corrispondenza di lunghe sequenze di bit uguali tra loro (cioè in mancanza di transizioni) non è possibile determinare l'inizio e la fine del singolo bit.

L'impossibilità di estrarre il clock da un segnale NRZ lo rende inutilizzabile dai sistemi sincroni.

Codice RZ

Il **codice RZ** (*Return to Zero*: ritorno allo zero) differisce dal codice NRZ perché il livello alto non viene mantenuto per tutta la durata del tempo di bit corrispondente.

Come si può vedere in figura 15.43, nel segnale RZ il livello corrispondente al bit "1" viene mantenuto alto solo per mezzo tempo di bit, poi torna a zero (da ciò deriva il nome della codifica): poiché il livello si mantiene alto solo per il 50% del tempo di bit, questo codice è conosciuto come **RZ (50%)**.

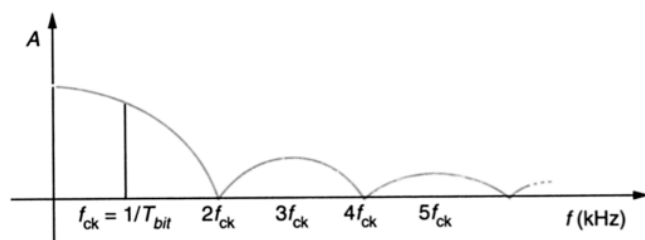


Figura 15.45 Spettro di un segnale con codifica RZ (50%).

Nello spettro compare la frequenza di clock, inoltre la trasmissione di lunghe sequenze di "1" non fa perdere il sincronismo.

D'altra parte il segnale RZ occupa una banda più larga dell'NRZ e, caratteristica ancora più negativa, lo spettro risulta concentrato alle basse frequenze con componente continua non nulla.

Il dispositivo per la codifica RZ (*RZ encoder*) è semplicemente costituito da una porta AND con in ingresso il segnale NRZ e il segnale di clock.

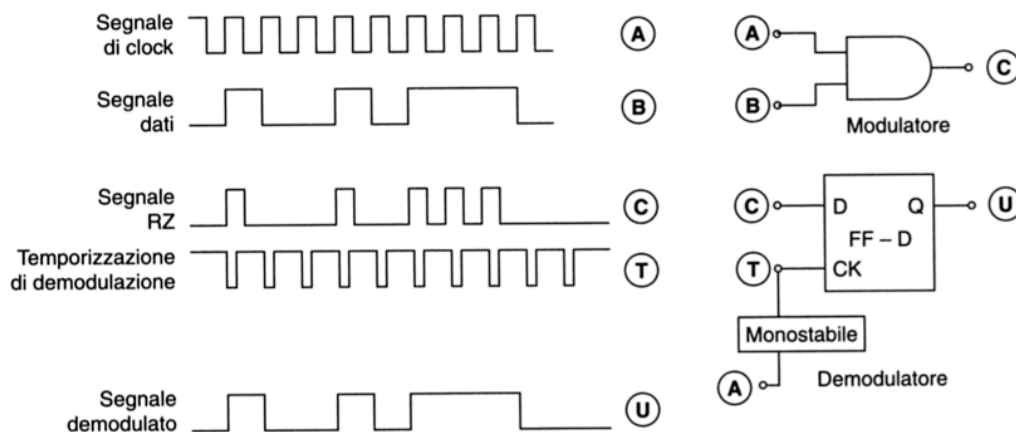


Figura 15.46 Circuiti di modulazione e demodulazione (RZ (50%) con relative forme d'onda).

Il dispositivo per la demodulazione è costituito da un Flip-flop (tipo D) con il segnale RZ sul piedino D e sul piedino di clock un segnale ricavato dal clock di modulazione tramite un multivibratore monostabile che fornisce impulsi negativi di durata $T_{bit}/4$ e fronte di salita (fronte attivo per il F-F) posizionato in corrispondenza di un quarto del periodo di clock.

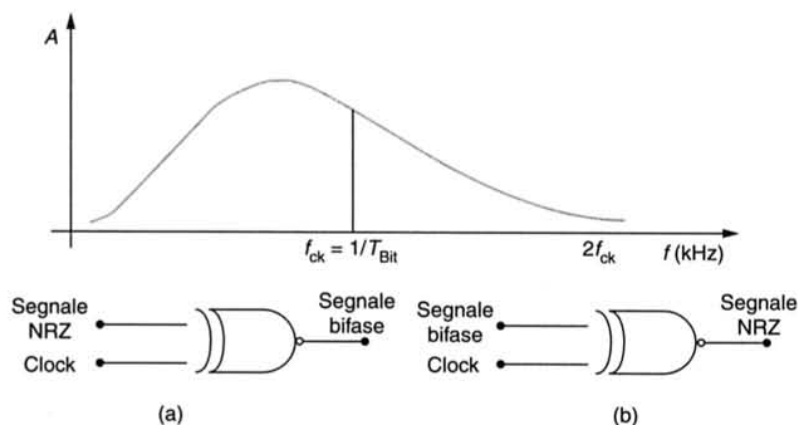
Codice bifase

Il **codice bifase** non presenta gli inconvenienti del codice RZ, che non garantisce la sincronizzazione in presenza di lunghe sequenze di "0", e ha una forte componente continua.

Questo codice utilizza un'onda quadra che risulta in fase rispetto al clock per rappresentare lo stato logico "1" (con fronte di discesa a centro bit) e in antifase per rappresentare lo stato logico "0" (fronte di salita a centro bit).

Le due fasi opposte con cui vengono rappresentati i due stati logici giustificano la denominazione di codice bifase (vedi figura 15.43).

Figura 15.47 Spettro di un segnale con codifica bifase e circuiti di codifica (a) e decodifica (b).



Per un segnale di questo tipo la componente continua è nulla e lunghe sequenze di "1" o "0" non creano problemi di sincronizzazione, però la banda risulta più larga rispetto a quella del segnale NRZ.

Il dispositivo per la codifica è rappresentato da una semplice porta EX-NOR con in ingresso il segnale di clock e il segnale NRZ.

Lo stesso tipo di porta, con in ingresso il segnale bifase e il segnale di clock, è utilizzata per la demodulazione.

Codice bifase differenziale

Dal codice bifase deriva il **codice bifase differenziale** con una conformazione dello spettro analoga.

Il segnale bifase differenziale è un'onda quadra, di frequenza pari al clock, che effettua un salto di fase di 180° gradi in corrispondenza di ogni "1" e non effettua alcun salto di fase in corrispondenza degli "0".

In altre parole uno "0" non cambia la fase che l'onda quadra aveva in corrispondenza del bit precedente, mentre un "1" la cambia di 180° gradi.

Il codice bifase differenziale risulta particolarmente resistente agli errori, infatti durante la demodulazione non è necessario riconoscere la fase del segnale ma è sufficiente individuarne i salti.

Codice MILLER

Il **codice Miller** viene impiegato per limitare la larghezza di banda e ottenere contemporaneamente una componente continua trascurabile.

Questo codice introduce una transizione di livello al centro del tempo T_{bit} in corrispondenza di un "1" e nei passaggi tra "0" adiacenti.

Codice AMI

Il **codice AMI** (*Alternate Mark Inversion*: inversione alternata di segno) presenta uno spettro concentrato in corrispondenza della frequenza $f = 1/2T_{bit}$, con componente continua trascurabile e larghezza di banda più limitata rispetto al codice RZ.

Poiché l'attenuazione cresce al crescere della frequenza del segnale, la formazione dello spettro evidenzia che il segnale AMI viene attenuato meno dell'RZ.

Il segnale AMI, di tipo bipolare (il valore logico "1" viene rappresentato alternativamente da un valore di tensione positivo e uno negativo) viene usato soprattutto per la telefonia numerica.

Il problema del mantenimento del sincronismo (e della ricostruzione del clock) in presenza di lunghe sequenze di "0" (che comportano un livello del segnale costantemente a zero) viene superato utilizzando una precodifica che elimina le sequenze di più di tre zeri consecutivi.

La codifica prevede l'inversione alternata della polarità del bit "1" (detto MARK, da cui il nome della codifica) lasciando inalterati (rispetto all'NRZ) i bit "0".

15.9 Modem in banda base: struttura

I modem in banda base vengono utilizzati con linee di trasmissione per le quali la banda risulta limitata solo dalle caratteristiche del mezzo trasmissivo utilizzato (non ci sono i limiti di canale imposti dalle necessità di multiplexing in frequenza delle linee telefoniche) pertanto il segnale dati viene modulato in banda base (modulazioni numeriche su portante digitale) e le velocità di trasmissione che si possono raggiungere sono superiori a quelle raggiungibili dai modem fonici.

I modem in banda base sono utilizzati su collegamenti punto-punto e multipunto, con tipi di esercizio full duplex su linea a quattro fili o half duplex su linea a due fili.

La distanza del collegamento dipende in modo determinante dalla velocità di trasmissione che si vuole raggiungere oltre che dalla qualità e dalla tipologia della linea.

I modem in banda base, viste le elevate velocità richieste, utilizzano trasmissioni di tipo sincrone; per funzionare con DTE asincroni devono essere equipaggiati con un convertitore asincrono/sincrono che gestisce i dati asincroni provenienti dal DTE secondo una temporizzazione coerente al clock del modulatore.

I modem in banda base impiegano equalizzatori statistici o di compromesso i cui parametri di funzionamento possono essere impostati in base alle caratteristiche della linea che è definita a priori (linea dedicata).

L'impedenza del dispositivo può essere impostata su diversi valori, in funzione delle velocità di trasmissione, per adattarla all'impedenza della linea, che risulta variabile in funzione della frequenza dei segnali (ovvero della velocità di trasmissione): l'impedenza della terminazione di linea del modem ha un valore di 600 Ω per trasmissioni inferiori a 2400 bit/s, un valore di 150 ohm per velocità di trasmissione superiori a 2400 bit/s e un valore superiore a 1 k Ω per linea su due fili.

La struttura di un modem in banda base, analogamente a quanto visto per il modem in banda fonica, può essere scomposta nei suoi blocchi funzionali per agevolarne l'analisi.

I blocchi hanno compiti e funzioni analoghe ai blocchi descritti per il modem fonico.

Le modulazioni in questo caso sono su portante digitale: i dati cambiano la fase di un'onda quadra, rendendola più adatta alle problematiche della trasmissione.

15.10 Moltiplatori e concentratori

Per migliorare l'efficienza nell'utilizzo delle linee di comunicazione vengono utilizzati particolari dispositivi noti come **concentratori** e **moltiplatori**.

La funzione svolta da concentratori e moltiplatori consiste nel convogliare su un unico canale, a elevata capacità, l'informazione proveniente da più canali (o dispositivi) a minore capacità.

Risulta molto difficile definire dei criteri per distinguere in modo rigoroso i due tipi di apparati, che hanno caratteristiche funzionali miste (la differenza tra un concentratore e un moltiplatore molto sofisticato risulta piuttosto sfumata).

In buona sostanza, ciò che caratterizza un concentratore è l'elevato grado di "intelligenza" con cui gestisce un elevato numero di input che si contendono un limitato numero di output.

La **concentrazione** è basata sul fatto che i terminali collegati agli ingressi di un concentratore non siano tutti attivi contemporaneamente, pertanto la somma delle velocità di trasmissione di tutti i terminali (ovvero delle linee d'ingresso del concentratore) non deve risultare necessariamente minore della velocità di trasmissione della linea principale (linea di uscita del concentratore).

Il concentratore utilizza intensamente la linea d'uscita, accodando i messaggi provenienti dai vari terminali che la contendono.

La **moltiplicazione**, al contrario, suddivide la linea di output ad alta velocità tra le varie linee di input, non seguendo un criterio di contesa e non permettendo l'accodamento del flusso d'informazioni.

In questo caso il tasso di utilizzo della linea principale risulta minore rispetto alla concentrazione.

Per un moltiplatore la somma delle velocità dei dati in ingresso non può superare la capacità della linea.

Tecniche di moltiplicazione

I moltiplatori sono suddivisi in due categorie che differiscono per la tecnica di moltiplicazione adottata che può essere FDM o TDM.

La tecnica **FDM** (*Frequency Division Multiplexing*: moltiplicazione a suddivisione di frequenza) suddivide la banda di frequenze, complessivamente disponibili sulla linea trasmissiva, in varie "sottobande" in cui dovranno trasmettere i vari canali moltiplicati.

Per esempio, per trasmettere 10 canali su una linea con prefissata larghezza di banda $BW(l)$, la moltiplicazione FDM la suddivide in 10 porzioni, di larghezza pari a $BW(ch) = BW(l) / 10$, assegnandone ciascuna a un canale.

La tecnica **TDM** (*Time Division Multiplexing*: moltiplicazione a divisione di tempo) suddivide l'uso di una linea comune assegnandola in tempi successivi a più sorgenti.

Il tempo durante il quale la linea è assegnata a un canale (per permettergli di trasmettere una quota di informazione) viene definito **time slot**, l'intervallo tra due time slot successivi di uno stesso canale è detto **trama**.

Per esempio, per trasmettere i dati provenienti da 10 linee a bassa velocità **LS** (*low speed*) su un'unica linea ad alta velocità **HS** (*high speed*), la TDM "collega" la linea HS a una delle linee LS per 1 intervallo di tempo (o *time slot*) ogni 10, la trama è composta dalle informazioni contenute nella sequenza di ogni dieci time slot.

(Nella FDM la "capacità" della linea è suddivisa "per tutto il tempo" tra più canali, nella TDM l'"intera capacità" della linea è assegnata a un solo canale ma "per poco tempo".)

Multiplatori

I multiplatori impiegati per la trasmissione dati ricorrono esclusivamente a una moltiplicazione TDM e possono essere a loro volta suddivisi in multiplatori a considerazione di bit e a considerazione di carattere.

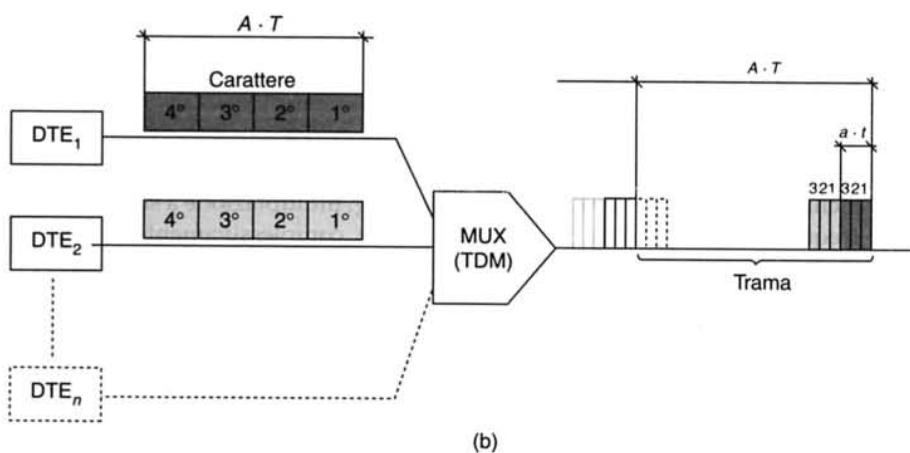
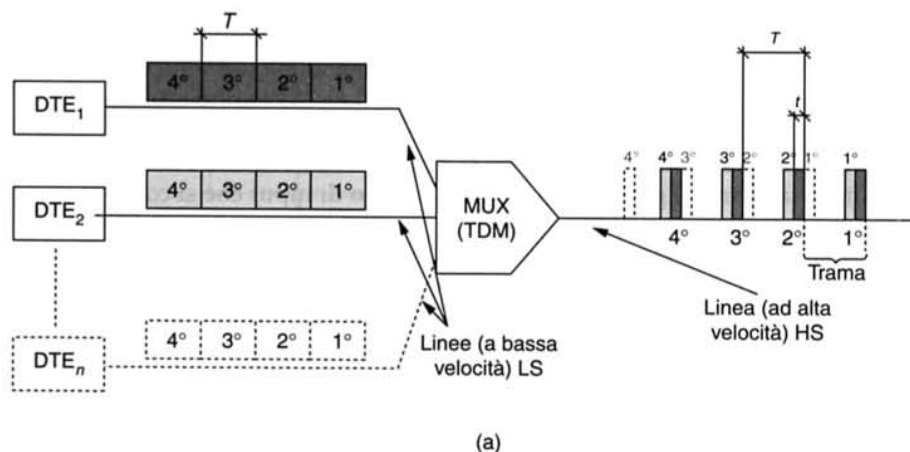


Figura 15.49 Schema di multiplatori (TDM) a "considerazione di bit" (a) e a "considerazione di carattere" (b) con le relative trame.

Il multiplatore "a considerazione di bit" attua una trasformazione del singolo bit a bassa velocità (con periodo di bit grande), trasmesso dal terminale, in un bit ad alta velocità (con periodo di bit piccolo) adatto alla linea.

Il numero teorico di terminali che possono essere multiplati dipende pertanto dal rapporto tra il periodo di un bit (T) emesso dai terminali e il periodo di un bit (t) utilizzato lungo la linea ad alta velocità.

La quantità dei canali multiplabili si può ricavare quindi come:

$$N_{\text{muxb}} = T/t \quad (15.14)$$

con:

N_{muxb} = numero di canali multiplabili (da un TDM a bit);

T = durata di un bit, emesso dal terminale, su una linea LS;

t = durata di un bit, emesso dal TDM, sulla linea HS.

N_{muxb} ottenuto è un numero teorico ricavato senza considerare che alcuni bit della trama devono essere utilizzati per lo scambio di segnali di sincronismo tra i TDM e non sono disponibili per l'informazione.

Il **multiplatore "a (considerazione di) carattere"** compie un'operazione analoga ma in maniera più efficiente.

La trasposizione da bassa ad alta velocità avviene non per il singolo bit ma per un intero carattere.

Sulla linea HS il carattere (la cui lunghezza, in bit, dipende dal tipo di *codifica di sorgente* adottata dai DTE) risulta più corto non solo per la diminuzione del tempo di tutti i bit che lo compongono, ma anche per la diminuzione del rapporto bit/carattere.

In altre parole questo multiplatore esegue anche una riduzione del formato del carattere non trasferendo, sulla linea ad alta velocità, i bit ridondanti che non servono a trasferire informazione.

I terminali asincroni, ad esempio, utilizzano un codice che delimita un carattere (composto da bit informativi più eventuali bit di parità) con i bit di start e di stop.

Il TDM elimina dal carattere, prima di trasferirlo sulla linea HS, questi bit che vengono aggiunti automaticamente all'altro capo del collegamento.

Il risparmio complessivo in bit da trasmettere sulla linea HS permette un aumento dei canali multiplabili, che possono essere calcolati come:

$$N_{\text{muxb}} = (A \cdot T) / (a \cdot t) \quad (15.15)$$

con:

N_{muxb} = numero di canali multiplabili (da un TDM a carattere);

A = numero di bit costituenti un carattere, emesso da un terminale, sulla linea LS;

a = numero di bit dello stesso carattere, privato dei bit start e stop, sulla linea HS;

T = durata di un bit sulla linea HS;

t = durata di un bit, emesso dal terminale, sulla linea LS.

Il numero A è sempre maggiore di a , per cui i canali multiplabili con questa tecnica sono sempre più numerosi dei canali multiplati da un TDM a bit:

$$N_{\text{muxc}} = (A/a) \cdot (T/t) = (A/a) \cdot (N_{\text{muxb}}) \quad (15.16)$$

Qualora i canali da moltiplicare siano sincroni (quindi con protocollo di trasmissione che non prevede bit di start e stop aggiunti a ogni carattere) il multiplatore legge e immagazzina i dati in una memoria tampone, da dove poi vengono letti e trasmessi al ritmo supportato dalla linea HS.

In questo caso, il multiplatore fornisce direttamente il clock al DTE tramite il cavo d'interfaccia, se il DTE è localizzato fisicamente a breve distanza (nell'ordine della decina di metri); in caso contrario, DTE e multiplatori sono collegati tramite una coppia di modem il cui clock di funzionamento è derivato dal clock del multiplatore.

Multiplatori statistici

La moltiplicazione tradizionale assegna una porzione fissa di trama HS a ogni canale LS, ciò crea dei limiti alla efficienza raggiungibile.

Infatti, in generale, il rapporto tra tempo effettivo di trasmissione e tempo globale a disposizione è piuttosto basso, sia per trasmissioni a carattere che per trasmissione a bit.

Per esempio, in una trasmissione basata sul protocollo BSC, un dispositivo attende una risposta ("ACK" o "NACK") dopo ogni carattere trasmesso: ciò crea dei tempi morti in cui la disponibilità della linea non viene sfruttata. Durante una trasmissione il periodo complessivo di inattività può superare il periodo in cui la linea è effettivamente utilizzata.

Questi periodi di non utilizzo della linea durante una trasmissione, uniti ai lunghi periodi di inattività del terminale, rendono poco efficiente assegnare a ogni terminale una porzione della trama indipendentemente dalle sue necessità.

Sono stati pertanto sviluppati dei TDM che assegnano ai vari canali LS intervalli di entità variabile della trama HS; questa ripartizione non è prefissata ma evolve in modo dinamico, in funzione del traffico istantaneo presente sulle linee LS.

In questo caso la somma della velocità delle linee LS può risultare molto maggiore della velocità della linea HS, anche se ovviamente la quantità di bit/s provenienti dalle linee LS non può superare la quantità di bit in uscita sulla linea HS (ciò si spiega col fatto che alcune linee LS non stanno trasmettendo o trasmettono a una velocità media più bassa della velocità massima raggiungibile).

Concentratori

Anche se il termine concentratore può essere utilizzato per definire i dispositivi che permettono l'assegnazione dinamica di un canale di uscita a un certo numero di canali d'ingresso (pertanto un semplice commutatore telefonico è un **concentratore di linea**), nella trasmissione dati il **concentratore di messaggio** è un apparato che concentra più flussi di messaggi a bassa velocità verso un unico flusso di messaggi ad alta velocità.

Il concentratore, pertanto, accoda i messaggi in ingresso per trasmetterli sulla linea ad alta velocità.

Per l'*accodamento* è necessaria la disponibilità di una memoria di massa in cui il concentratore immagazzina i dati ricevuti dai DTE come messaggi standard, per inviarli poi sulla linea ad alta velocità nei tempi voluti.

Questo tipo di trasmissione viene definita *store and forward*: memorizzazione e invio.

Un concentratore di messaggio, pur essendo dal punto di vista funzionale simile a un moltiplicatore, risulta dotato di maggiori capacità elaborative tramite le quali può eseguire, sui messaggi provenienti dai DTE, conversioni di codice e di formato.

I concentratori hanno la capacità di riconoscere dinamicamente i DTE attivi e conseguentemente di ripartire solo tra loro la disponibilità della linea HS; inoltre, esercitando un controllo sull'attività delle linee LS di ingresso, assicurano che la capacità della linea HS non venga saturata, impiegando una tecnica conosciuta come *hold and forward*: tenuta e invio.

Quindi le funzioni complessivamente svolte da un concentratore si possono brevemente riassumere in:

- memorizzazione dei dati in ingresso;
- assemblaggio di messaggi completi, in formato standard, da inviare sulla linea HS dopo una conversione di formato, codice e velocità;
- gestione intelligente delle linee HS di uscita, qualora siano più di una.

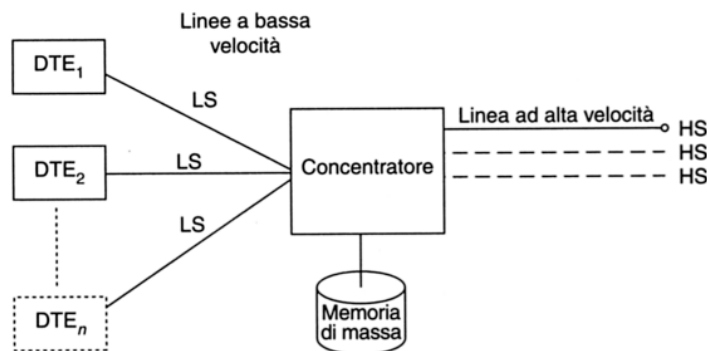


Figura 15.50 Schema a blocchi semplificato di un concentratore.

Riguardo all'ultimo punto, i dispositivi FEP (*Front End Processor*) sono dei concentratori che gestiscono la rete di comunicazione a cui risultano connessi, sgravando l'elaboratore centrale da questi compiti (controllo delle sequenze di polling, select e avvio delle sequenze di trasmissione).

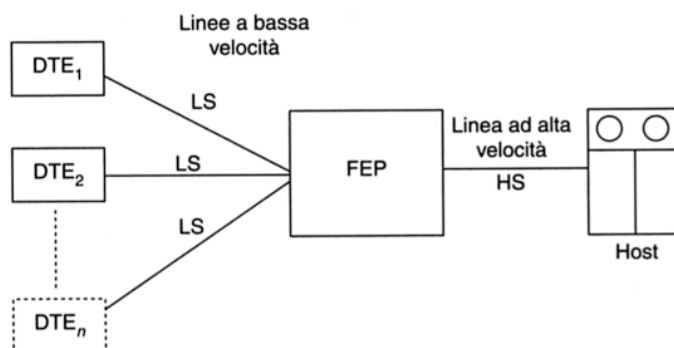


Figura 15.51 Schema a blocchi semplificato di un FEP (concentratore).

La linea di tendenza attuale vede la realizzazione di concentratori caratterizzati da una sempre maggiore quantità di "intelligenza", per i quali la concentrazione è solo una delle funzioni svolte.

15.11 Programmi di comunicazione

Dopo aver parlato di come sia possibile collegare due generici DTE, affrontando il problema sotto un'ottica relativa alle procedure (i protocolli) e all'hardware (dalle interfacce ai DTE, ai DCE, per finire con i dispositivi di linea) necessari, parleremo ora brevemente del software necessario ad avviare una connessione attiva e gestire il flusso di dati conseguente, governando il funzionamento dei componenti hardware opportunamente collegati.

Proprio come succede durante una telefonata, durante la quale è necessario seguire alcune regole per poter iniziare, mantenere e concludere una conversazione, il software di comunicazione si occupa della gestione delle regole previste per la comunicazione dei dati trasmessi tramite una rete dati.

Oggi il più diffuso DTE è probabilmente rappresentato dal personal computer, un elaboratore che vanta un costo contenuto (anche se di prestazioni limitate rispetto a un mini computer o un dispositivo host) e che pertanto ha avuto un'estrema diffusione negli ultimi dieci anni. Per i PC sono stati sviluppati diversi programmi di comunicazione quali: XTALK, PROCOMM, TERMINAL, HYPERTERMINAL, CARBONCOPY ecc.

Presenza della funzione HOST

Un personal computer può essere collegato al mondo esterno utilizzando la linea telefonica tramite un modem, oppure tramite una linea dedicata che lo connette a una rete locale.

In entrambi i casi è necessario che il computer disponga di un apposito programma di comunicazione che gestisca tutte le operazioni necessarie alla comunicazione.

Il programma di comunicazione dovrà "degradare" le modalità di funzionamento del computer, a livello di un terminale "stupido" se questo viene collegato con un altro dispositivo che riveste il ruolo prioritario di host (o meglio il computer emulerà, tramite il programma di comunicazione, un semplice terminale privo di capacità elaborative e/o di memoria).

Quando invece il computer fa parte di una rete complessa a cui è collegato tramite modem (ad esempio la rete INTERNET) il programma di comunicazione rappresenterà l'interfaccia software tra la macchina e i protocolli (intesi in senso generale) utilizzati dal mondo esterno.

Di seguito sono elencati i requisiti di un buon programma di comunicazione da utilizzare su un personal computer.

Protocolli di trasmissione

Generalmente un software di comunicazione implementa più protocolli di trasmissione; si possono ritenere indispensabili i protocolli: ASCII, Xmodem, Zmodem e Kermit.

Questi protocolli garantiscono il trasferimento della maggior parte dei file. Alcuni programmi di comunicazione consentono l'adozione di protocolli aggiuntivi (la predisposizione per lo Zmodem è relativamente importante perché questo protocollo permette di completare il trasferimento di un file a partire dall'ultimo blocco correttamente trasferito prima dell'interruzione; non è necessario ritrasferire la completa sequenza di blocchi).

Possibilità di scelta dell'emulazione del terminale

Questa funzione permette all'utente di selezionare un tipo di standard riconosciuto da utilizzare per emulare il funzionamento terminale con la propria tastiera.

Gli standard di emulazione di terminale solitamente disponibili sono i tipi: TTY, ANSI (o ANSI-BBS), VT100 e VT220.

Impostare una particolare emulazione di terminale permette di utilizzare la propria tastiera come la tastiera del terminale che si sta emulando.

Utilizzo di procedure macro

Una procedura macro consiste nel memorizzare una sequenza di comandi che vengono eseguiti automaticamente premendo un solo tasto (o una combinazione di tasti).

In tal modo è possibile sveltire l'immissione manuale di informazioni ripetitive.

La funzione Host permette al computer di ricevere automaticamente una chiamata, realizzando non una semplice funzione "auto-answer" che mette il computer in condizione di rispondere a una chiamata, ma una complessa serie di

funzioni come la monitorizzazione dei dati e delle operazioni eseguite dal dispositivo che ha chiamato.

In modalità host il computer recepisce una chiamata, attua la procedura di *handshaking*, invia al dispositivo che ha chiamato una schermata con la richiesta di immissione di alcune informazioni aggiuntive.

Spesso in questa modalità è possibile generare un file per il monitoraggio delle chiamate in ingresso.

Funzione CAPTURE

L'attivazione di questa funzione permette di spedire tutto ciò che appare sullo schermo come un file che potrà essere successivamente aperto da un normale editor di testo.

In sostanza in questo modo, definito lettura *off-line* delle informazioni sullo schermo, è possibile leggere quanto trasmesso dal terminale remoto dopo aver concluso la sessione di collegamento remoto, permettendo risparmi sul tempo di collegamento.